

การแก้ปัญหาผลกระทบจากการอาร์คทางไฟฟ้าในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง
สำหรับ PEA ZE-BUS



นายสุรชัย วงษ์ฟูเกียรติ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2559

**SOLVING IMPACT OF ELECTRICAL ARC IN DC
DISTRIBUTION PANEL FOR PEA ZE-BUS**

Surachai Wongfookeat



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
Academic Year 2016**

การแก้ปัญหาผลกระทบจากการอาร์คทางไฟฟ้าในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับ
PEA ZE-BUS

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(รศ. ดร.กฤษณ์เชนทร์ กุมภักดีพิชญ์)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร.ชนัดชัย กุลสุวรรณิชพงษ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(ผศ. ดร.บุญเรือง มะรังศรี)

กรรมการ



(ผศ. ดร.เพด็จ เพาะฮ่อ)

กรรมการ



(อ. ดร.กฤตยา สมสัย)

กรรมการ



(ศ. ดร.สันติ แม่นศิริ)

รักษาราชการรองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ
และพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ร.อ. ดร.กนัตร์ ชานีประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

สุรัชย์ วงษ์ฟูเกียรติ : การแก้ปัญหาผลกระทบจากการอาร์คทางไฟฟ้าในแผงจ่ายไฟฟ้า
กระแสดตรงสำหรับ PEA ZE-BUS (SOLVING IMPACT OF ELECTRIC ARC IN DC
DISTRIBUTION PANEL FOR PEA ZE-BUS) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์
ดร.ชนัดชัย กุลวรรณิพงษ์, 236 หน้า

งานวิจัยนี้เป็นการศึกษา ผลกระทบจากการอาร์คทางไฟฟ้าในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสดตรง
ของรถโดยสารไฟฟ้า โดยอาศัยรีเลย์ในการทำหน้าที่สำหรับตัดต่อการทำงานระหว่างแบตเตอรี่กับ
โหลด สำหรับขั้นตอนการตัดต่อการทำงานระหว่างแบตเตอรี่กับโหลดนั้นจะต้องมีระบบช่วย
ก่อนที่จะสั่งให้รีเลย์หลักทำงานเพื่อจ่ายไฟให้รถโดยสารไฟฟ้า ระบบช่วยโดยทั่วไปจะใช้รีเลย์ช่วย
ต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน โดยจะทำงานเป็นอันดับแรกเพื่อจำกัดกระแสพุ่งเกินในช่วงเปิดรถ
โดยสารไฟฟ้า เนื่องจากตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ในอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นจึงค่อย
สั่งให้รีเลย์หลักทำงานจ่ายไฟให้กับรถโดยสารไฟฟ้า ในการนำระบบช่วยไปใช้งานพบว่า
หน้าสัมผัสของรีเลย์หลักเกิดความเสียหายจากการอาร์ค จากการศึกษาปัญหาพบว่า ปัจจัยที่ส่งผล
กระทบให้หน้าสัมผัสของรีเลย์หลักในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสดตรงเกิดความเสียหาย เนื่องกระแสที่
ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หลักในขณะที่เริ่มทำงานมีค่าสูงมากเกินกว่าพิกัดกระแสสูงสุดของรีเลย์ที่
นำมาใช้งาน และเมื่อหน้าสัมผัสของรีเลย์หลักกำลังเปิดออกขณะหยุดทำงานในช่วงปิดการทำงาน
ของรถโดยสารไฟฟ้า จะส่งผลให้ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสต่อเวลามีค่าสูง ทำให้แรงดัน
ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หลักกรณีไม่คำนึงถึงผลการอาร์คมีค่าสูงเกินกว่าพิกัดแรงดันสูงสุดของ
รีเลย์ที่นำมาใช้งาน และเมื่อพิจารณาผลการอาร์คด้วย พบว่า กำลังอาร์คมีค่าสูงมาก โดยทั้งหมด
เกิดขึ้นในขณะที่มีโหลดคาปาซิเตอร์และ โหลดตัวเหนี่ยวนำต่ออยู่กับระบบ

การแก้ปัญหาคารอาร์คได้ดำเนินการแก้ปัญหาใน 2 วิธี คือ การออกแบบระบบจัดการ
โหลด เพื่อแก้ปัญหาในรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus ด้วย พีแอลซี ในการจัดลำดับการทำงานของ
อุปกรณ์ต่างๆภายในรถโดยสารไฟฟ้า โดยคำนึงถึงข้อจำกัดในการทำงานของระบบ และความ
ปลอดภัยของผู้ใช้งานด้วย ซึ่งจากการนำไปใช้งานจริงในรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus พบว่า
สามารถแก้ปัญหารีเลย์อาร์คติดได้ และการแก้ปัญหาก็วิธี คือ การออกแบบระบบสำหรับควบคุม
การเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า โดยใช้ ไอจีบีที ในการควบคุมกระแสในช่วงการเปิดก่อนที่รีเลย์หลัก
จะทำงาน และการควบคุมกระแสในช่วงการปิดระบบให้ค่อยๆลดลงหลังจากที่รีเลย์หลักหยุด
ทำงาน การทดสอบการทำงานของระบบจะใช้การจำลองสถานการณ์ และการสร้างชุดทดลอง
ขึ้นมาเพื่อใช้ทดสอบ โดยจากการจำลองสถานการณ์พบว่าสามารถควบคุมกระแสพุ่งเกินในขณะ
รีเลย์หลักเริ่มทำงานได้ และสามารถลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสต่อเวลาในช่วงปิดการ

SURACHAI WONGFOOKEAT : SOLVING IMPACT OF ELECTRICAL
ARC IN DC DISTRIBUTION PANEL FOR PEA ZE-BUS. THESIS
ADVISOR : ASSOC. PROF THANATCHAI KULWORAWANITCHPONG,
Ph.D., 236 PP.

CONTACT ARC / CAPACITIVE LOAD / INDUCTIVE / LOAD MANAGEMENT /
CURRENT LIMIT / CONTACT MONITORING

This research is a study. The effect of the electric arc in DC bus power distribution board of electric bus. It duty connected/disconnected from the battery and the load. In the process of connected/disconnected from the battery and the load, there must be an auxiliary system before the main relay is activated to supply electricity to the electric bus. Auxiliary systems typically use auxiliary relay connected series with a resistor. It will work first to limit current during the opening of the electric bus. Due to the capacitors connected inside the inverter and the converter. Then the main relay to power the electric bus. For implement the auxiliary system. The contact of the main relay is damaged by the arc. From the study, the problem was found. Factors that affect the contact of the main relay in the DC power supply are damaged. The case of the current flowing through the main relay contact at startup is much higher than the rated current of the relay. And when the contact of the main relay is opened while shutting down the electric bus. This will result in a high rate of current-to-time ratio. Cause the overvoltage across the main relay contact. In the case of disregard of the arc effect, it is higher than the maximum voltage rating of the relay. And when

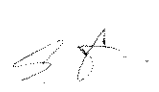
considering the results of the arc, it was found that the arc force is very high. All occurred while loading capacitors and inductors were connected to the system.


The solution to the problem arc has implemented solutions in two ways: the first solution the design of the load management system. To solve the problem in the PEA Ze-Bus electric bus with PLC to serialize the equipment in the electric bus. By taking into account the limitations of the system and user safety. The PEA Ze-Bus has been solved the problem of the relay contact arc. Another solution is to design a system for controlling the turned on and turned off of an electric bus by using an IGBT to control the current during before the main relays are operated. And the current control during shutdown gradually decreases after the main relay stops working. System performance testing uses simulation and to create an experimental set for testing. Based on the simulation, it was found that the overcurrent could be controlled while the main relay started. And it can reduce the voltage to time ratio during the shutdown of the electric bus. The arc is very low, and in the test did not take the arc of the relay contact.

There is also a system design for inspecting the relay contact in an electric bus. To check the quality of the relay contact. The operation relies on the voltage drop across the relay contact. This is related to the resistance of the relay contact. By the voltage drop across the relay contacts increase. This means that the resistivity of the contact surface is also increased. That is, the contact may be an arc or soot at the contact area.

School of Electrical Engineering

Academic Year 2016

Student's Signature 

Advisor's Signature 

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี ด้วยดี เนื่องจาก ได้รับความช่วยเหลืออย่างดีทั้งทางด้านวิชาการและด้านดำเนินงานวิจัย ที่ให้คำปรึกษา แนะนำ สนับสนุนทุน และอุปกรณ์ที่จำเป็นต่อการดำเนินงานวิจัยเป็นอย่างดีเสมอมา ผู้วิจัยขอขอบพระคุณบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ดังนี้

ขอขอบคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.ชนัดชัย กุลรวานิชพงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมถึงได้ช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนทำให้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ และความรู้ทางด้านวิชาการอย่างดียิ่งมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยราชภัฏนครราชสีมา ที่ได้สนับสนุนเงินทุนที่ใช้ในการศึกษาตลอดทั้งสถานที่ อุปกรณ์ และเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการงานวิจัยนี้ เพื่อช่วยให้งานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ พี่ ๆ เพื่อน ๆ น้อง ๆ บัณฑิตศึกษาทุกท่าน รวมถึงมิตรสหายทั้งในอดีตและปัจจุบันที่คอยให้กำลังใจในการทำวิจัยมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ทางด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ภรรยาและบุตร รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ได้ให้ความรัก ความอบอุ่น ความห่วงใย การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางด้านการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด รวมทั้งเป็นกำลังใจที่ยิ่งใหญ่ในยามที่ผู้วิจัยท้อและท้อแท้ใจ ช่วยให้มีพลังเข้มแข็งพร้อมเผชิญกับปัญหาอุปสรรคต่าง ๆ จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

สุรัชย์ วงษ์ฟูเกียรติ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ค
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ	ฉ
สารบัญตาราง	ญ
สารบัญรูป	ฐ
บทที่	

1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	7
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	7
1.4 วิธีดำเนินการศึกษาวิจัย.....	7
1.5 สถานที่ทำงาน.....	7
1.6 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย.....	8
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	8

2 ปรัชญ์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ.....	9
2.2 ปรัชญ์วรรณกรรม	9
2.3 รถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงาน	12
2.3.1 ระบบขับเคลื่อนเคลื่อน	12
2.3.2 อุปกรณ์ประกอบในรถโดยสารไฟฟ้า	14
2.3.3 แบตเตอรี่ที่ใช้ในรถโดยสารไฟฟ้า.....	14
2.4 การจ่ายไฟให้กับรถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงาน	16
2.4.1 กระแสของตัวเก็บประจุ.....	17

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4.2	ระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้า.....	17
2.5	การป้องกันหน้าสัมผัสของรีเลย์จากโหลดเหนี่ยวนำ.....	18
2.5.1	วงจร RC สนับเบอร์ต่อคร่อมหน้าสัมผัสของรีเลย์.....	19
2.5.2	วงจร RC สนับเบอร์ต่อคร่อมโหลด.....	19
2.5.3	วงจรไดโอดสับเบอร์ต่อคร่อมโหลด.....	20
2.5.4	วงจรไดโอดและซีเนอร์ไดโอดสับเบอร์ต่อคร่อมโหลด.....	21
2.5.5	วงจรวารีสเตอร์สับเบอร์ต.....	21
2.6	แบบจำลองการอาร์ค.....	22
2.7	แบบจำลองของ IGBT.....	24
2.8	สรุป.....	27
3	แผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงในรถโดยสารไฟฟ้า	
3.1	บทนำ.....	28
3.2	ส่วนประกอบของรถโดยสารไฟฟ้า.....	28
3.3	แผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	29
3.3.1	การทำงานของรีเลย์ในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	30
3.3.2	การจำลองสถานการณ์ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า.....	32
3.3.2.1	เมื่อเปิดรถขณะ โหลดไม่ทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค.....	33
3.3.2.2	เมื่อเปิดรถขณะ โหลดไม่ทำงานโดยรวมผลการอาร์ค.....	37
3.3.2.3	เมื่อเปิดรถขณะ โหลดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค.....	39
3.3.2.4	เมื่อเปิดรถขณะ โหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค.....	43
3.3.3	การจำลองสถานการณ์ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า.....	45
3.3.3.1	เมื่อปิดรถขณะ โหลดไม่ทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค.....	45
3.3.3.2	เมื่อปิดรถขณะ โหลดไม่ทำงานโดยรวมผลการอาร์ค.....	47
3.3.3.3	เมื่อปิดรถขณะ โหลดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค.....	50
3.3.3.4	เมื่อปิดรถขณะ โหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค.....	53
3.3.4	ปัญหาที่เกิดขึ้นในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	56

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5	สรุป.....	58
4	การแก้ปัญหาการอาร์คด้วยวงจรสับเบอร์	
4.1	บทนำ.....	59
4.2	วงจรสับเบอร์แบบไดโอด	59
4.2.1	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบไดโอดขนานกับโหลด	60
4.2.1.1	เมื่อเปิดระยะเวลาโหลดทำงาน	60
4.2.1.2	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	62
4.2.1.3	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	63
4.2.2	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบไดโอดและซีเนอร์ไดโอด ขนานกับโหลด	65
4.2.2.1	เมื่อเปิดระยะเวลาโหลดทำงาน	66
4.2.2.2	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	67
4.2.2.3	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	69
4.3	วงจรสับเบอร์แบบ MOV	71
4.3.1	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบ MOV ขนานกับโหลด	71
4.3.1.1	เมื่อเปิดระยะเวลาโหลดทำงาน	72
4.3.1.2	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	73
4.3.1.3	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	75
4.3.2	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบ MOV ขนานหน้าสัมผัสรีเลย์.....	77
4.3.2.1	เมื่อเปิดระยะเวลาโหลดทำงาน	77
4.3.2.2	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	79
4.3.2.3	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	80
4.4	วงจรสับเบอร์แบบ RLC	82
4.4.1	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบ RC ขนานกับโหลด	84
4.4.1.1	เมื่อเปิดระยะเวลาโหลดทำงาน	85
4.4.1.2	เมื่อปิดระยะเวลาโหลดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	86

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4.1.3	เมื่อปิดรถขณะโหดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	88
4.4.2	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบ RC ขนานหน้าสัมผัสรีเลย์.....	90
4.4.2.1	เมื่อเปิดรถขณะโหดทำงาน	90
4.4.2.2	เมื่อปิดรถขณะโหดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	92
4.4.2.3	เมื่อปิดรถขณะโหดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	93
4.4.3	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบ RL ขนานหน้าสัมผัสรีเลย์.....	95
4.4.3.1	เมื่อเปิดรถขณะโหดทำงาน	96
4.4.3.2	เมื่อปิดรถขณะโหดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	97
4.4.3.3	เมื่อปิดรถขณะโหดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	99
4.4.4	การจำลองสถานการณ์วงจรสับเบอร์แบบ RL ขนานหน้าสัมผัสรีเลย์ C ขนานโหด	101
4.4.4.1	เมื่อเปิดรถขณะโหดทำงาน	101
4.4.4.2	เมื่อปิดรถขณะโหดทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	103
4.4.4.3	เมื่อปิดรถขณะโหดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	104
4.5	สรุป.....	106
5	การแก้ปัญหาการอาร์คด้วยการจัดการโหด	
5.1	บทนำ.....	108
5.2	การออกแบบระบบการจัดการโหดสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus.....	108
5.2.1	การออกแบบลำดับการทำงานของโหด	108
5.2.2	ระบบจ่ายไฟให้ระบบการจัดการโหด	110
5.2.3	วงจร PLC สำหรับควบคุมโหด	111
5.3	การจำลองสถานการณ์ระบบการจัดการโหด	112
5.3.1	เมื่อเปิดรถโดยไม่รวมผลการอาร์ค	113
5.3.2	เมื่อเปิดรถโดยรวมผลการอาร์ค	117
5.3.3	เมื่อปิดรถโดยไม่รวมผลการอาร์ค	119
5.3.4	เมื่อปิดรถโดยรวมผลการอาร์ค.....	122

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.4	สรุป.....	124
6	ระบบควบคุมการเปิด-ปิดทรานซิสเตอร์ด้วย IGBT	
6.1	บทนำ.....	125
6.2	การออกแบบระบบควบคุมการเปิด-ปิดทรานซิสเตอร์ด้วย IGBT.....	125
6.2.1	การออกแบบวงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้สำหรับเปิดทรานซิสเตอร์.....	126
6.2.2	การออกแบบวงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้สำหรับปิดทรานซิสเตอร์.....	131
6.3	การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมการเปิดทรานซิสเตอร์ด้วย IGBT.....	132
6.3.1	เมื่อเปิดทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน	133
6.3.2	เมื่อเปิดทรานซิสเตอร์ทำงาน	137
6.4	การจำลองสถานการณ์ระบบควบคุมการปิดทรานซิสเตอร์ด้วย IGBT.....	141
6.4.1	เมื่อปิดทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	141
6.4.2	เมื่อปิดทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	145
6.4.3	เมื่อปิดทรานซิสเตอร์ทำงานโดยไม่รวมผลการอาร์ค	148
6.4.4	เมื่อปิดทรานซิสเตอร์ทำงานโดยรวมผลการอาร์ค	152
6.5	การทดสอบระบบควบคุมการเปิด-ปิดทรานซิสเตอร์ด้วย IGBT.....	155
6.5.1	กรณีเปิดโหลดตัวเก็บประจุ.....	158
6.5.2	กรณีเปิดโหลดตัวเก็บประจุและโหลดตัวเหนี่ยวนำ	159
6.5.3	กรณีปิดโหลดตัวเก็บประจุ.....	160
6.5.4	กรณีปิดโหลดตัวเก็บประจุและโหลดตัวเหนี่ยวนำ	161
6.5	สรุป.....	162
7	ระบบการตรวจสอบหน้าสัมผัสสวิตช์	
7.1	บทนำ.....	165
7.2	การออกแบบระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสสวิตช์.....	165
7.2.1	วงจรวัดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสสวิตช์	165
7.2.2	ระบบการแสดงผลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสสวิตช์	167

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

7.3	การทดสอบการทำงานของระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์	167
7.3.1	กรณีรีเลย์ที่ต่ออยู่กับชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 และ 2 เป็นรีเลย์ใหม่.....	169
7.3.2	กรณีรีเลย์ที่ต่ออยู่กับชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 เกิดการอาร์คแล้ว.....	170
7.3.3	กรณีรีเลย์ที่ต่ออยู่กับชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 2 เกิดการอาร์คแล้ว.....	171
7.4	สรุป.....	173
8	สรุปและข้อเสนอแนะ	
8.1	สรุป.....	174
8.2	ข้อเสนอแนะ.....	178
	รายการอ้างอิง	179
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. โปรแกรมการจัดการโหลด	184
	ภาคผนวก ข. โปรแกรมอ่านแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์	189
	ภาคผนวก ค. โปรแกรมแสดงค่าแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสด้วยคอมพิวเตอร์	192
	ภาคผนวก ง. ข้อมูลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์	194
	ภาคผนวก จ. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	201
	ประวัติผู้เขียน	236

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ง.1	ข้อมูลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ใหม่ทั้ง 2 ตัว..... 195
ง.2	ข้อมูลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ตัวที่ 1 เกิดการอาร์ค ตัวที่ 2 ใหม่..... 197
ง.3	ข้อมูลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ตัวที่ 1 ใหม่ ตัวที่ 2 เกิดการอาร์ค..... 199



สารบัญรูป

รูปที่

หน้า

1.1	ปริมาณการใช้พลังงานชนิดต่างๆทั่วโลก.....	2
1.2	ปริมาณการบริโภคน้ำมันในภาคการขนส่งในประเทศไทย	2
1.3	ปริมาณการใช้น้ำมันในภาคการขนส่งทางบก.....	3
1.4	รถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้ในประเทศจีน	4
1.5	รถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้ในประเทศเกาหลี	5
1.6	รถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้ในประเทศไทย	6
2.1	ระบบการขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ 1 ตัว	13
2.2	การส่งกำลังของมอเตอร์ผ่านระบบสายพาน	13
2.3	ระบบการขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ 2 ตัว	14
2.4	คุณลักษณะการประจุและการคายประจุของแบตเตอรี่ลิเทียมเฟอร์โรฟอสเฟต	15
2.5	ลักษณะสมบัติของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนชนิดต่างๆ.....	16
2.6	กราฟกระแสฟุ้งเกินที่ไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุ.....	17
2.7	ระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้าและกราฟแรงดันไฟฟ้า	18
2.8	วงจร RC สนับเบรคต่อคร่อมหน้าสัมผัสของรีเลย์.....	19
2.9	วงจร RC สนับเบรคต่อคร่อมโหลด	20
2.10	วงจรไดโอดสับเบรคต่อคร่อมโหลด	20
2.11	วงจรไดโอดและซีเนอร์ไดโอดสับเบรคต่อคร่อมโหลด.....	21
2.12	วงจรวารีสเตอร์สับเบรค.....	22
2.13	แรงดันที่ตกคร่อมช่องว่าง กระแสไหลผ่านช่องว่าง และกำลังอาร์คที่เกิดขึ้น ในช่องว่างระหว่างหน้าสัมผัสที่กำลังเปิดออกจากกัน	24
2.12	แบบจำลองของ IGBT.....	25
3.1	โครงสร้างส่วนประกอบของรถโดยสารไฟฟ้า	29
3.2	แผนจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาดพิกัดแรงดัน 650 V.....	30
3.3	ระบบการจ่ายไฟเพื่อเปิดรถโดยสารไฟฟ้า.....	31

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4	แบบจำลองระบบการจ่ายไฟเพื่อเปิดรถโดยสารไฟฟ้า..... 32
3.5	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะโหลดไม่ทำงาน และไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 33
3.6	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 34
3.7	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 34
3.8	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 35
3.9	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะเปิด รถโดยสารไฟฟ้า 35
3.10	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะเปิด รถโดยสารไฟฟ้า 36
3.11	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะโหลดไม่ทำงานโดยรวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขยายในช่วง $0 - 1.6 \times 10^{-6}$ A 37
3.12	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะโหลดไม่ทำงานโดยรวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขยายในช่วง $0 - 2 \times 10^{-4}$ V 38
3.13	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะโหลดไม่ทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 38
3.14	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 39
3.15	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 40
3.16	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.17 แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลข 2 ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า	41
3.18 กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูด โดยสาร์ไฟฟ้า	41
3.19 แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูด โดยสาร์ไฟฟ้า	42
3.20 กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีเลข 2 ขณะโหลดทำงาน โดยรวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขยายในช่วง $0 - 2 \times 10^{-3}$ A.....	43
3.21 แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลข 2 ขณะโหลดทำงาน โดยรวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขยายในช่วง $0 - 0.25$ V.....	44
3.22 กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสสรีเลข 2 ขณะโหลดทำงาน โดยรวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า.....	44
3.23 กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า	45
3.24 แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า	46
3.25 กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูด โดยสาร์ไฟฟ้า	46
3.26 แรงดันที่โหลด ขณะโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูด โดยสาร์ไฟฟ้า	47
3.27 กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะโหลดไม่ทำงาน โดยรวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า	48
3.28 แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะโหลดไม่ทำงาน โดยรวมผล การอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า	48
3.29 กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะโหลดไม่ทำงาน โดยรวมผลการอาร์ค ขณะเปิดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า	49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.30	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะโหลดไม่ทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถ โดยสารไฟฟ้า 49
3.31	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะโหลดไม่ทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถ โดยสารไฟฟ้า 50
3.32	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีหมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า 51
3.33	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีหมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า 51
3.34	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถ โดยสารไฟฟ้า 52
3.35	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะโหลดทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถ โดยสารไฟฟ้า 52
3.36	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีหมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า 53
3.37	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีหมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า 54
3.38	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสสรีหมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า 54
3.39	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถ โดยสารไฟฟ้า 55
3.40	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรถ โดยสารไฟฟ้า 55
3.41	รีเลย์ที่ใช้ในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 57
3.42	รีเลย์ที่ใช้ในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงได้รับความเสียหาย 57
3.43	หน้าสัมผัสของรีเลย์ที่ได้รับความเสียหาย 57
4.1	วงจรไดโอดสับเบอร์ต่อนานโหลด 59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2	วงจรไดโอดและซีเนอร์ไดโอดสับเบอร์ต่อขนานโหลด..... 60
4.3	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรูดโดยสาร์ไฟฟารวมวงจรไดโอดสับเบอร์ 60
4.4	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า 61
4.5	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า 61
4.6	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 62
4.7	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 63
4.8	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 64
4.9	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 64
4.10	กำลังอาร์คที่หน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 65
4.11	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรูดโดยสาร์ไฟฟารวมวงจรไดโอดและซีเนอร์ไดโอดสับเบอร์ . 65
4.12	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า 66
4.13	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า 67
4.14	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 68
4.15	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 68
4.16	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 69
4.17	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเป็ดรูดโดยสาร์ไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 70

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 70
4.19	วงจรสับเบรแบบ MOV ต่อขนานโหลด 71
4.20	วงจรสับเบรแบบ MOV ต่อขนานหน้าสัมผัส 71
4.21	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรถโดยสารไฟฟ้ารวมสับเบรแบบ MOV ขนานโหลด 72
4.22	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 72
4.23	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 73
4.24	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 74
4.25	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 74
4.26	กระแสกระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 75
4.27	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 76
4.28	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 76
4.29	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรถโดยสารไฟฟ้ารวมสับเบรแบบ MOV ขนานหน้าสัมผัส.... 77
4.30	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 78
4.31	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 78
4.32	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 79
4.33	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 80
4.34	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.35	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 81
4.36	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 82
4.37	วงจรนับเบอร์แบบ RC ต่อขนานหน้าสัมผัส 83
4.38	วงจรนับเบอร์แบบ RC ต่อขนานโหลด 83
4.39	วงจรนับเบอร์แบบ LC ต่อขนานหน้าสัมผัส 84
4.40	วงจรนับเบอร์แบบ RL ต่อขนานหน้าสัมผัส C ต่อขนานโหลด 84
4.41	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรถโดยสารไฟฟ้ารวมสับเบอร์แบบ RC ขนานโหลด 85
4.42	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 85
4.43	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 86
4.44	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 87
4.45	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 87
4.46	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 88
4.47	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 89
4.48	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 89
4.49	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรถโดยสารไฟฟ้ารวมสับเบอร์แบบ RC ขนานหน้าสัมผัส 90
4.50	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 91
4.51	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า 91
4.52	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 92

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.53	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 93
4.54	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 94
4.55	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 94
4.56	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 95
4.57	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรูดโดยสารไฟฟ้ารวมสับเบรแบบ RL ขนานหน้าสัมผัส 95
4.58	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า 96
4.59	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า 97
4.60	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 98
4.61	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 98
4.62	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 99
4.63	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 100
4.64	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 100
4.65	แบบจำลองระบบจ่ายไฟรูดโดยสารไฟฟ้ารวมสับเบรแบบ RL ขนานหน้าสัมผัส C ขนานโหลด 101
4.66	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า 102
4.67	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า 102

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.68	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 103
4.69	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผลของการอาร์ค 104
4.70	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 105
4.71	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 105
4.72	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะปิดรถโดยสารไฟฟ้า ขณะโหลดทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค 106
5.1	แผนผังเวลาการทำงานของระบบจัดการโหลด 109
5.2	วงจรการทำงานของระบบจ่ายไฟให้ระบบเปิดรถ 110
5.3	วงจรการทำงานของระบบจ่ายไฟให้ PLC 111
5.4	วงจรการต่อ PLC 112
5.5	ระบบการจัดการโหลดของรถโดยสารไฟฟ้า 113
5.6	แบบจำลองระบบการจัดการโหลดของรถโดยสารไฟฟ้า 113
5.7	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า และโหลดทำงาน ไม่รวมผลของการอาร์ค 114
5.8	แรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า และโหลดทำงาน ไม่รวมผลของการอาร์ค 114
5.9	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า และโหลดทำงาน ไม่รวมผลของการอาร์ค 115
5.10	แรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า และโหลดทำงาน ไม่รวมผลของการอาร์ค 115
5.11	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะเปิดรถโดยสารไฟฟ้า และโหลดทำงาน ไม่รวมผลของการอาร์ค 116

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12	แรงดันตกคร่อมโหลด ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน ไม่รวมผลการอาร์ค 116
5.13	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีเลข 2 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน รวมผลการอาร์ค 118
5.14	แรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลข 2 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน รวมผลการอาร์ค 118
5.15	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสสรีเลข 2 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน รวมผลการอาร์ค 119
5.16	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน ไม่รวมผลการอาร์ค..... 120
5.17	แรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน ไม่รวมผลการอาร์ค..... 120
5.18	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน ไม่รวมผลการอาร์ค 121
5.19	แรงดันตกคร่อมโหลด ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน ไม่รวมผลการอาร์ค 121
5.20	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน รวมผลการอาร์ค 122
5.21	แรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน รวมผลการอาร์ค 123
5.22	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสสรีเลข 1 ขณะเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า และ โหลดทำงาน รวมผลการอาร์ค 123
6.1	ระบบควบคุมการเปิด-ปิดรูดโดยสารไฟฟ้าด้วย IGBT 126
6.2	วงจรขั้วเกด IGBT สำหรับเปิดรูดโดยสารไฟฟ้า 126
6.3	วงจรขั้วเกด IGBT สำหรับปิดรูดโดยสารไฟฟ้า 131
6.4	แบบจำลองระบบควบคุมการเปิด-ปิดรูดโดยสารไฟฟ้า ด้วย IGBT 132

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.5	แรงดัน V_{GE} สำหรับควบคุมการเปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 133
6.6	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 134
6.7	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 134
6.8	กระแสที่ไหลผ่าน IGBT กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 135
6.9	แรงดันที่ตกคร่อมIGBT กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 135
6.10	กระแสที่ไหลผ่านโหลด กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 136
6.11	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 136
6.12	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณั้โหลดทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 138
6.13	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 138
6.14	กระแสที่ไหลผ่าน IGBT กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 139
6.15	แรงดันที่ตกคร่อม IGBT กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า 139
6.16	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะ โหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 140
6.17	แรงดันที่ไหลตกคร่อมโหลด ขณะโหลดไม่ทำงาน ขณะเปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 140
6.18	แรงดัน V_{GE} สำหรับควบคุมการปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 141
6.19	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณั้โหลดไม่ทำงาน และไม่รวมผลการอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 142
6.20	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณั้โหลดไม่ทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 143
6.21	กระแสที่ไหลผ่าน IGBT กรณั้โหลดไม่ทำงานและไม่รวมผลการอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 143
6.22	แรงดันที่ตกคร่อมIGBT กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 144
6.23	กระแสที่ไหลผ่านโหลด กรณั้โหลดไม่ทำงาน ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 144

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.24	แรงดันที่โหลดกร่อมโหลด กรณีโหลดไม่ทำงาน ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 145
6.25	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณีโหลดไม่ทำงานและรวมผล การอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 146
6.26	แรงดันที่ตกกร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณีโหลดไม่ทำงานและรวมผล การอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 146
6.27	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณีโหลดไม่ทำงานและรวมผลของการอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 147
6.28	กระแสที่ไหลผ่านโหลด กรณีโหลดไม่ทำงานและรวมโดยผลของการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 147
6.29	แรงดันที่โหลดกร่อมโหลด กรณีโหลดไม่ทำงานและรวมผลของการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 148
6.30	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณีโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 149
6.31	แรงดันที่ตกกร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 กรณีโหลดทำงานและไม่รวมผล การอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า 150
6.32	กระแสที่ไหลผ่าน IGBT กรณีโหลดทำงานและไม่รวมผลของการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 150
6.33	แรงดันที่ตกกร่อม IGBT กรณีโหลดไม่ทำงานและไม่รวมผลของการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 151
6.34	กระแสที่ไหลผ่านโหลด กรณีโหลดไม่ทำงาน และไม่รวมผลของการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 151
6.35	แรงดันที่ตกกร่อมโหลด กรณีโหลดไม่ทำงาน และไม่รวมผลของการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 152
6.36	กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ขณะโหลดทำงานโดยไม่รวมผล การอาร์ค 153

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.37	แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสสรีเลขหมาย 1 กรณีโหลดทำงานและรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 153
6.38	กำลังอาร์คที่หน้าสัมผัสสรีเลขหมาย 1 กรณีโหลดทำงานและรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 154
6.39	กระแสที่ไหลผ่านโหลด กรณีโหลดทำงาน และรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 154
6.40	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะโหลดทำงานและรวมผลการอาร์ค ขณะปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 155
6.41	ชุดทดสอบระบบช่วยเปิด-ปิดรณโดยสารไฟฟ้า ด้วย IGBT 156
6.42	แรงดัน V_{GE} ที่ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของ IGBT เพื่อเปิดโหลดของชุดทดสอบระบบ ช่วยเปิด-ปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 157
6.43	แรงดัน V_{GE} ที่ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของ IGBT เพื่อปิดโหลดของชุดทดสอบ ระบบช่วยเปิด-ปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 157
6.44	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะเปิดโหลดตัวเก็บประจุ ของชุดทดสอบระบบเปิด-ปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 158
6.45	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด โหลด ขณะเปิดโหลดตัวเก็บประจุ ของชุดทดสอบ ระบบเปิด-ปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 158
6.46	กระแสที่ไหลผ่านโหลด ขณะปิดโหลดตัวเก็บประจุและโหลดตัวเหนี่ยวนำ ของชุดทดสอบระบบเปิด-ปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 159
6.47	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะปิดโหลดตัวเก็บประจุและโหลดตัวเหนี่ยวนำ ของชุดทดสอบระบบเปิด-ปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 160
6.48	กระแสที่ไหลผ่านโหลดขณะปิดโหลดตัวเก็บประจุ ของชุดทดสอบระบบเปิด-ปิดรณ โดยสารไฟฟ้า 160
6.49	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด โหลด ขณะเปิดโหลดตัวเก็บประจุ ของชุดทดสอบ ระบบเปิด-ปิดรณโดยสารไฟฟ้า..... 161

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.50	กระแสที่ไหลผ่านโหลดขณะปิดโหลดตัวเก็บประจุและโหลดตัวเหนี่ยวนำ ของชุดทดสอบระบบเปิด-ปิดกรโดยสารไฟฟ้า 162
6.51	แรงดันที่ตกคร่อมโหลด ขณะปิดโหลดตัวเก็บประจุและโหลดตัวเหนี่ยวนำ ของชุดทดสอบระบบเปิด-ปิดกรโดยสารไฟฟ้า 162
7.1	วงจรตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ 166
7.2	ไดอะแกรมระบบแสดงผลตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ 167
7.3	ชุดทดสอบระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ 168
7.4	หน้าตาแสดงผลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ 168
7.5	การตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ใหม่ 169
7.6	ผลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ใหม่ 169
7.7	การตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ โดยรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 1 เป็นรีเลย์ที่เกิดการอาร์ค และรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 2 เป็นรีเลย์ใหม่ 170
7.8	ผลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ โดยรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 1 เป็นรีเลย์ที่เกิดการอาร์ค และรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 2 เป็นรีเลย์ใหม่ 171
7.9	การตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ โดยรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 1 เป็นรีเลย์ใหม่ และรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 2 เป็นรีเลย์ที่เกิดการอาร์ค 172
7.10	ผลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ โดยรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 1 เป็นรีเลย์ใหม่ และรีเลย์ในชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสชุดที่ 2 เป็นรีเลย์ที่เกิดการอาร์ค 172

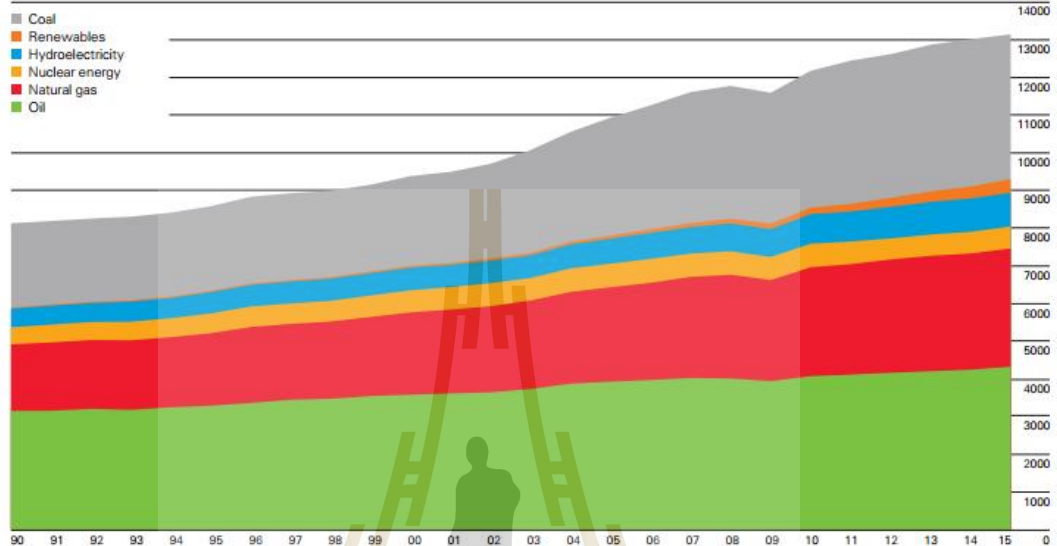
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

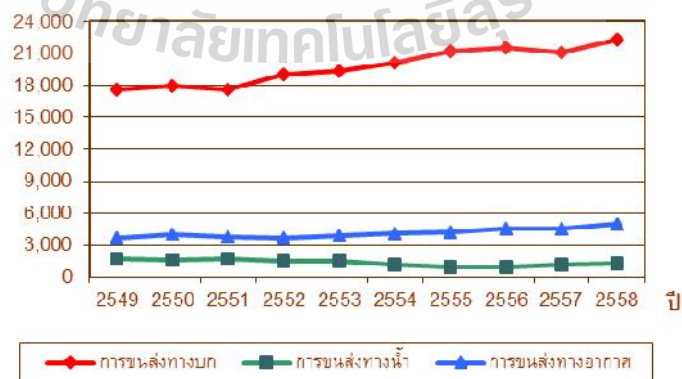
การเดินทางและการขนส่งสินค้าในสังคมยุคปัจจุบัน ระบบคมนาคมที่ใช้ต้องอาศัยเชื้อเพลิงจากฟอสซิลเป็นหลัก องค์การอุตุนิยมวิทยาโลก เปิดเผยว่าปี 2015 จะเป็นปีแรกที่อัตราการปล่อยก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์สูงเกินค่ามาตรฐานที่ 400 ส่วนในล้านส่วน นั่นคือในชั้นบรรยากาศหนึ่งล้านโมเลกุลจะมีก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์อยู่ 400 โมเลกุล และมีความเป็นไปได้ว่าปี 2016 จะเป็นปีแรกที่ปริมาณก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ในชั้นบรรยากาศเกินค่ามาตรฐานยาวนานตลอดทั้งปี ซึ่งองค์การอุตุนิยมวิทยาโลกเห็นว่าปริมาณก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ที่พุ่งสูงขึ้นอย่างรวดเร็วส่วนหนึ่งเกิดจากปรากฏการณ์เอลนีโญ แต่พฤติกรรมของมนุษย์ก็เป็นอีกสาเหตุหลักเช่นกัน (www.tgo.or.th) โดยสาเหตุอย่างหนึ่งเกิดจากยานยนต์ที่ขับเคลื่อนด้วยเครื่องยนต์เผาไหม้ภายในจะปล่อยก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ออกมาในรูปแบบไอเสียที่เป็นองค์ประกอบของก๊าซเรือนกระจก ซึ่งสอดคล้องกับการใช้พลังงานในรูปแบบต่างๆ จากข้อมูลการบริโภคพลังงานทั่วโลกในปี 2015 พบว่าพลังงานที่มีการบริโภคสูงที่สุด คือน้ำมัน โดยมีค่าเท่ากับ 4,331.3 ล้านตันเทียบเท่าน้ำมันดิบ รองลงมาเป็นถ่านหินมีค่าเท่ากับ 3,839.9 ล้านตันเทียบเท่าน้ำมันดิบ และอันดับ 3 เป็นก๊าซธรรมชาติมีค่าเท่ากับ 3,135.2 ล้านตันเทียบเท่าน้ำมันดิบ และมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นทุกปี รายละเอียดแสดงดังรูปที่ 1.1 (www.bp.com) ซึ่งสอดคล้องกับการบริโภคพลังงานในภาคการขนส่ง โดยข้อมูลการบริโภคน้ำมันในภาคการขนส่งในประเทศไทยพบว่า ภาคการขนส่งทางบกในปี พ.ศ. 2558 มีปริมาณการใช้พลังงานสูงสุดเท่ากับ 22,266 พันตันเทียบเท่าน้ำมันดิบ รายละเอียดแสดงดังรูปที่ 1.2 (www.mot.go.th) สำหรับปริมาณการใช้น้ำมันในภาคการขนส่งทางบกประจำปีเดือนมกราคม 2560 อยู่ที่ระดับ 2,156 พันตันเทียบเท่าน้ำมันดิบ ซึ่งจำแนกได้เป็นกาใช้น้ำมันดีเซลมีสัดส่วนการใช้สูงสุดคิดเป็นร้อยละ 54.36 ของการใช้น้ำมันในภาคการขนส่งทางบก รองลงมาคือน้ำมันเบนซินคิดเป็นสัดส่วนร้อยละ 30.70 ในขณะที่ปริมาณการใช้แอลพีจีในภาคการขนส่งทางบก และเอ็นจีวี คิดเป็นร้อยละ 8.73 และ 13.83 ตามลำดับ รายละเอียดแสดงดังรูปที่ 1.3 (www.eppo.go.th) ซึ่งสอดคล้องกับการขยายตัวของปริมาณการจำหน่ายรถยนต์ ซึ่งข้อมูล ณ วันที่ 31 มีนาคม พ.ศ. 2560 ระบุว่า ยานยนต์ที่ลงทะเบียนในประเทศไทยมีจำนวนทั้งสิ้น 37,558,494 คัน (www.data.go.th) คิดเป็น 56.85% ของจำนวนประชากรทั้งหมด ซึ่งสะท้อนให้เห็นถึงสภาพการใช้พลังงานในด้านการ

World consumption Million tonnes oil equivalent



World primary energy consumption grew by a below-average 1.0% in 2015, the slowest rate of growth since 1998 (other than the decline in the aftermath of the financial crisis). Growth was below average in all regions except Europe & Eurasia. All fuels except oil and nuclear power grew at below-average rates. Oil remains the world's dominant fuel and gained global market share for the first time since 1999, while coal's market share fell to the lowest level since 2005. Renewables in power generation accounted for a record 2.8% of global primary energy consumption.

พื้นที่เทียบเท่าหมันดิบ

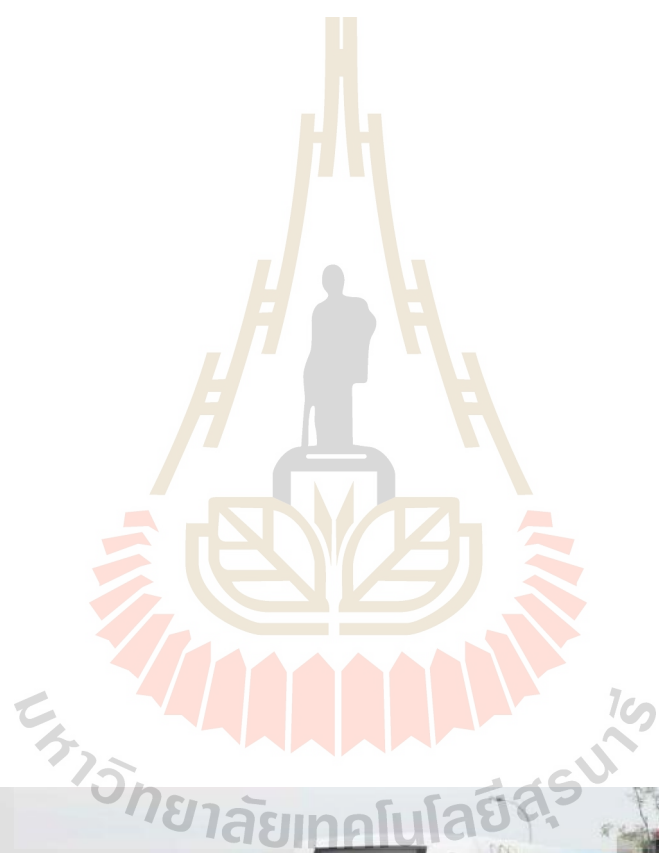


การใช้น้ำมันภาคขนส่งทางบก

หน่วย : ktoe

	2558		2560 (ม.ค.)	สัดส่วน (%)	การเปลี่ยนแปลง (%)		
	2558	2559			2558	2559	2560 (ม.ค.)
เบนซิน	7,177	7,904	662	30.70	▲ 13.24	▲ 10.13	▲ 4.28
ดีเซล	13,416	13,841	1,172	54.36	▲ 4.93	▲ 3.17	▼ -0.79
LPG	2,020	1,711	137	6.35	▼ -12.29	▼ -15.30	▼ -8.73
NGV	2,725	2,500	185	8.58	▼ -4.01	▼ -8.26	▼ -13.83
รวม	25,338	25,956	2,156	100.00	▲ 4.42	▲ 2.44	▼ -1.14





ที่มา : <http://www.power-technology.com/features/featurebuses-and-batteries-a-rising-sector-4904956/>



รูปที่ 1.5 รถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้ในประเทศเกาหลี

ที่มา : <http://inhabitat.com/south-korea-unveils-worlds-first-commercial-electric-bus/>

ในทวีปยุโรปประเทศที่มีรถโดยสารแบตเตอรี่ใช้งาน ได้แก่ ประเทศแคนาดา เริ่มต้นใช้งานรถโดยสารแบตเตอรี่เมื่อปี พ.ศ. 2551 ที่เมืองควิเบก (Quebec) และมีแผนพัฒนาที่จะใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ทั้งระบบเพื่อใช้ในการขนส่งมวลชนของเมืองมอนทรีออล (Montral) ในปี พ.ศ. 2568 ประเทศอิตาลีมีรถโดยสารแบตเตอรี่ใช้งานที่เมืองตูริน (Turin) ในประเทศสเปนมีรถโดยสารแบตเตอรี่ใช้งานที่เมืองมาดริด (Madrid) เมืองมาลาก้า (Malaga) เมืองกีโรนา (Figueres) เมืองลีออน (Leon) และเมืองเซบิยา (Seville) และประเทศฟินแลนด์ เป็นต้น นอกจากนี้สหรัฐอเมริกายังมีระบบรถโดยสารแบตเตอรี่ที่ทดลองใช้งานอีก 12 ระบบ เช่นกัน ตัวอย่างเช่น ZBus (Zero Emission Bus) ในรัฐแคลิฟอร์เนีย (California)

สำหรับรถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่ในประเทศไทย มีรถไฟฟ้าไรมลพิษ PEA Ze-Bus โดยได้รับทุนจากกองทุนวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคให้มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีเป็นหน่วยงานหลักในการออกแบบสร้างขึ้น ดังรูปที่ 1.6



1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาการทำงานของระบบรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus

1.2.2 เพื่อศึกษาปัญหาที่ส่งผลให้น้ำสัมผัสของรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus เกิดความเสียหาย

1.2.3 เพื่อออกแบบระบบป้องกันน้ำสัมผัสของรีเลย์ที่ใช้ในการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบระบบระบบป้องกันน้ำสัมผัสรีเลย์ ที่ใช้ในการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus

1.3.2 จำลองการทำงานของระบบรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้าด้วยโปรแกรม MATLAB

1.3.3 จำลองการระบบป้องกันน้ำสัมผัสของรีเลย์ที่ใช้ในการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงด้วยโปรแกรม MATLAB

1.3.4 สร้างชุดทดลองรีเลย์ขนาดเล็กเพื่อใช้ในการทดสอบการทำงาน

1.4 วิธีดำเนินการศึกษาวิจัย

1.4.1 ศึกษาการทำงานของระบบรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้า

1.4.2 ศึกษาปัญหาที่ส่งผลให้น้ำสัมผัสของรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้าเสียหาย

1.4.3 จำลองการทำงานของระบบรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้า

1.4.4 ออกแบบระบบป้องกันน้ำสัมผัสรีเลย์ที่ใช้ในการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

1.4.5 จำลองการทำงานของระบบป้องกันน้ำสัมผัสของรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้า

1.4.6 สร้างชุดทดลองรีเลย์ขนาดเล็ก เพื่อทดสอบการทำงาน

1.5 สถานที่ทำงาน

อาคารเครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี 3 และ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

1.6 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย

- 1.6.1 คอมพิวเตอร์
- 1.6.2 โปรแกรม MATLAB
- 1.6.3 ชุดทดลองรีเลย์
- 1.6.4 เครื่องมือวัดทางไฟฟ้าต่าง ๆ
- 1.6.5 วัสดุและอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.7.1 ได้แบบจำลองการทำงานของระบบควบคุมการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus
- 1.7.2 ได้ระบบป้องกันหน้าสัมผัสรีเลย์ที่ใช้ในการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus
- 1.7.3 ได้ชุดทดลองของระบบรีเลย์ควบคุมการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงขนาดเล็กที่สามารถนำมาใช้ในการทดสอบระบบ



บทที่ 2

ปรัทัศนัวรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง ปรัทัศนัวรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการอาร์คที่เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากระแสตรง และวิธีการแก้ปัญหาการเกิดอาร์คด้วยวิธีการต่างๆ การออกแบบบริดโดยสารไฟฟ้าที่ใช้เบตเตอรีเป็นแหล่งพลังงาน จำเป็นต้องศึกษาระบบช่วยเปิดก่อนที่จะจ่ายไฟฟ้าให้กับโหลดเพื่อป้องกันการพุ่งเกินของกระแสเนื่องจากตัวเก็บประจุภายในอินเวอร์เตอร์ รวมถึงศึกษาการป้องกันหน้าสัมผัสสรีลย์เนื่องจากแรงดันพุ่งเกินของโหลดเหนืยว่นา ซึ่งจะเกิดขึ้นในขณะปีดระบบ นอกจากนี้ยังศึกษาแบบจำลองการอาร์คเพื่อศึกษาลักษณะของการเกิดอาร์ค และแบบจำลองของ IGBT เพื่อใช้ในการออกแบบการแก้ปัญหาหน้าสัมผัสสรีลย์เกิดการอาร์ค

2.2 ปรัทัศนัวรรณกรรม

ในส่วนนี้จะเป็นการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบยานยนต์ไฟฟ้าและความปลอดภัย รวมทั้งศึกษาการเกิดอาร์คที่หน้าสัมผัสและการแก้ปัญหาด้วยวิธีต่างๆ ในการออกแบบยานยนต์ไฟฟ้าจะต้องคำนึงถึงความปลอดภัยโดย Fisker Automotive, Inc. (2011) ได้นำเสนอระบบความปลอดภัยในยานยนต์ไฟฟ้า โดยได้จัดทำเป็นคู่มือการดำเนินงานด้านความปลอดภัย ในส่วนของ Tremblay, Dessaint และ Dekkiche (2007) ได้นำเสนอแบบจำลองของเบตเตอรี สำหรับจำลองการทำงานของยานยนต์ไฮบริดจ์ นอกจากนี้ Volkswagen Group of America, Inc. (2013) ได้นำเสนอการออกแบบและฟังก์ชันพื้นฐานของยานยนต์ไฟฟ้า โดยได้กล่าวถึง โครงสร้างพื้นฐานของยานยนต์ไฟฟ้า การออกแบบระบบความปลอดภัยทางด้านไฟฟ้าแรงสูง มาตรฐานการขั้วต่อสำหรับประจุเบตเตอรี รวมถึงการป้องกันรีลย์ซึ่งเป็นส่วนสำคัญของระบบจ่ายไฟฟ้า

ในการดำเนินการสร้างและทดสอบบริดโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus ได้พบปัญหา รีลย์ที่ใช้ในการตัดต่อระหว่างเบตเตอรีและโหลดได้รับความเสียหายจากการอาร์ค ดังนั้นจึงมีความ จำเป็นต้องศึกษาคุณลักษณะของการเกิดอาร์ครวมทั้งแบบจำลองของการอาร์ค ซึ่ง McBride และ Weaver (2001) ได้ศึกษาปรากฏการณ์ของอาร์คในเซอร์กิตเบรคเกอร์ขนาดเล็ก โดยวิเคราะห์ การอาร์คกระแสสูง และการเคลื่อนที่ของอาร์ค ในส่วนของการศึกษาการหยุดอาร์ค Sekikawa และ Kubono (2008) ได้ศึกษาการหยุดอาร์คด้วยสนามแม่เหล็กจากภายนอกโดยศึกษาความสัมพันธ์

ระหว่างกระแสอาร์คและเวลาในการหยุดอาร์ค รวมทั้งศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างระยะของหน้าสัมผัสและความเร็วในการเคลื่อนที่ของหน้าสัมผัสที่มีผลต่อการอาร์คด้วย ในส่วนของ การศึกษาการหลอมละลายของหน้าสัมผัสนำเสนอโดย Wakatsuki, Takatsu, Maeda และ Kudo ได้ ศึกษาแบบจำลองการหลอมละลายติดกันของหน้าสัมผัสสรีเลย์ นอกจากนี้ Wakatsuki, Takatsu และ Oikawa (2009) ได้ศึกษาวิธีการการวัดการหลอมละลายของหน้าสัมผัสสรีเลย์อีกด้วย สำหรับการ จำลองการอาร์ค Kai Bo, Xue Zhou, Guofu Zhai, และ Xinlei Qiao (2016) ได้นำเสนอการจำลอง การทำงานของการอาร์คในรีเลย์ไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ซึ่งเป็นการศึกษาความสัมพันธ์ของ แรงดันอาร์คกับเวลาและเปรียบเทียบผลการคำนวณและการวัดที่รวมผลอุณหภูมิของแชมเบอร์ (chamber) ด้วย

ในการศึกษาแบบจำลองการอาร์ค Ammerman, Gammon, Sen, และ Nelson (2010) ได้ นำเสนอแบบจำลองการอาร์คในระบบไฟฟ้ากระแสตรงรวมทั้งสามารถคำนวณพลังงานด้วย คุณสมบัติของกระแสและแรงดันขณะอาร์ค แบบจำลองการอาร์คอีกวิธีหนึ่งนำเสนอโดย Uriarte, Gattozzi, Herbst, Estes, Hotz, Kwasinski และ Hebner (2012) โดยได้ศึกษาแบบจำลองการอาร์คที่ เกิดขึ้นในระบบไฟฟ้ากระแสตรง โดยงานวิจัยเพื่อแก้ปัญหาการอาร์คในรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus จะใช้แบบจำลองนี้ในการจำลองการอาร์ค รายละเอียดแบบจำลองจะกล่าวในหัวข้อที่ 2.6

จากการศึกษาแก้ปัญหาการอาร์คของหน้าสัมผัสสรีเลย์จะแบ่งการแก้ปัญหาออกเป็น 3 ประเภทใหญ่ๆ คือ การปลดโหลด การออกแบบรีเลย์ใหม่ การเพิ่มอุปกรณ์ป้องกันหน้าสัมผัส และการใช้วงจร snubber

ในส่วนการศึกษาแก้ปัญหาการอาร์คด้วยการปลดโหลด Su และ Liu (2013) ได้นำเสนอ วิธีการควบคุมการปลดโหลดเพื่อลดภาระของคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ระบบให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น สำหรับวิธีการหาค่าที่เหมาะสมสำหรับการปลดโหลดเพื่อจำกัดความผิดพลาดในเครือข่ายไฟฟ้า กระแสตรง นำเสนอโดย Ba และ Savla (2016) นอกจากนี้ Khoa, Trigueiro, Santos, Sechilariu, และ Locment (2016) ได้นำเสนอวิธีการปลดโหลดและการต่อโหลดคืนแบบเรียลไทม์ (real-time) ที่ เหมาะสมสำหรับไมโครกริด (microgrid) เพื่อปรับความสมดุลของพลังงานในระบบไฟฟ้า กระแสตรง ในส่วนของ Schonberger, Round และ Duke (2006) ได้นำเสนอวิธีการปลดโหลด อัตโนมัติสำหรับนาโนกริด (nanogrid) โดยใช้ดีซีบัส (DC bus) ในการส่งสัญญาณ

การศึกษาแก้ปัญหาการอาร์คด้วยการออกแบบรีเลย์ใหม่ Lee, Leung, Shi, Chang, Lorincz และ Nedelescu (2002) ได้นำเสนอวิธีการออกแบบสร้างไมโครรีเลย์ร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อลดการอาร์ค ในส่วนของ Meyer และ Rufer (2006) ได้นำเสนอเซอร์กิตเบรกเกอร์แบบไฮบริดจ์ โดยใช้วิธีการเปิดหน้าสัมผัสอย่างรวดเร็วร่วมกับ ไทริสเตอร์แบบเกต คอมมิวเตเตอร์ (Gate-

Commutated Thyristors : IGCTs) ในการสร้างต้นแบบของเซอร์กิตเบรกเกอร์แบบไฮบริดจ์ นำเสนอโดย Roy, Kanabar, Dodiya และ Pradhan (2014) โดยเซอร์กิตเบรกเกอร์นี้จะอาศัยตัวต้านทานถ่ายโอนร่วมกับสแตติกเบรกเกอร์ (static breaker) เพื่อลดพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าเนื่องจากโหลดตัวเหนี่ยวนำ นอกจากนี้ Miyana และ Kayano (2012) ได้ศึกษานำเสนอการลดการอาร์คและลดสัญญาณรบกวนจากแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากหน้าสัมผัสอาร์ค ด้วยวิธีการเพิ่มความดันเข้าที่แฉกเบอร์รี่

การศึกษาแก้ปัญหาการอาร์คด้วยการเพิ่มอุปกรณ์ป้องกันหน้าสัมผัส Pourmohamadiyan, Niayesh และ Mohseni (2010) ได้นำเสนอวิธีการจัดจังหวะของกระแสเพื่อลดการอาร์ค โดยการประยุกต์ใช้ความต้านทานของโลหะเหลวที่ต่อเพิ่มเข้ามาในระบบเพื่อช่วยจัดการอาร์ค ในส่วนของ Wakatsuki และ Yonezawa (2004) ได้นำเสนอวิธีการรีเลย์แบบหลายหน้าสัมผัส โดยหน้าสัมผัสจะช่วยต่อกับวงจรสับเบรกแบบ RC เพื่อลดการอาร์คที่หน้าสัมผัส สำหรับการแก้ปัญหาการอาร์คของ Henke และ Thorbus (2015) ได้นำเสนอการใช้อุปกรณ์ด้านการอาร์คที่หน้าสัมผัสโดยต่อขนานเข้ากับหน้าสัมผัสของรีเลย์ โดยในการทดสอบจะใช้อุปกรณ์ด้านการอาร์คเปรียบเทียบกับสับเบรกแบบ RC ร่วมกับ MOV ในส่วนของ Chen (2001) ได้นำเสนอการใช้อุปกรณ์ด้านการอาร์คแบบ CPTC เข้ามาในระบบ สำหรับการลดกระแสฟุ้งเกินในรีเลย์ขนาดเล็กด้วย IGBT นำเสนอโดย Sugawara, Goso, Sato, Tada, และ Tanabe (2013) โดย IGBT จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ป้องกันแรงดันกระชาก นอกจากนี้ Wakatsuki และ Honma (2008) ได้ศึกษาปรากฏการณ์ทางเวลาที่ทำให้รีเลย์ไม่เกิดการอาร์ค และในส่วนของ Andrea (2010) ได้นำเสนอการใช้รีเลย์ช่วยร่วมกับความต้านทานในการลดการอาร์คที่หน้าสัมผัสรีเลย์ในยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งเป็นแบบที่ใช้ในรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus รายละเอียดในการออกแบบและการจำลองผลจะกล่าวในบทที่ 3

สำหรับการศึกษาแก้ปัญหาการฟุ้งเกินของแรงดันในโหลดเหนี่ยวนำด้วยวงจรสับเบรกนำเสนอโดย Williams และ Finney (2000) ได้ศึกษาการกู้คืนพลังงานของ GTO ไทริสเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ด้วยวงจรสับเบรกแบบพาสซีฟ โดยพลังงานสามารถกู้คืนได้ผ่านฟรีวีลไดโอด (freewheel diode) ในส่วนของ Kurokawa, Inaba, Konishi, Iwamoto และ Nakaoka (2000) ได้ศึกษาการลดการสูญเสียในสับเบรกแบบตัวเก็บประจุ ด้วยการใช้วงจรโซแนนซ์ผ่านดีซีลิงก์ (DC link) ในอินเวอร์เตอร์ วิธีการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรสับเบรกอีกวิธีหนึ่ง ถูกนำเสนอโดย He, Deng, Williams, Finney และ Qian (2004) เป็นการศึกษาการกู้คืนพลังงานจากการสวิตช์เปิดและปิดอินเวอร์เตอร์ด้วยวงจรสับเบรก ในการศึกษาการสวิตช์ของวงจรสับเบรก นำเสนอโดย Hashem, Ahmed, Hiraki, Ahmed, Fathi, Lee และ Nakaoka (2005) โดยได้ศึกษาการสวิตช์ของ

สับเบอร์แบบคาปาซิเตอร์แบบเพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง สำหรับงานวิจัยเพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากสับเบอร์ นำเสนอโดย Ishitobi, Ahmed, Gamage และ Nakaoka (2003) โดยได้ศึกษาพารามิเตอร์ของหม้อแปลงและการลดการสูญเสียเนื่องจากสับเบอร์แบบตัวเหนี่ยวนำเพื่อช่วยให้กระแสของแหล่งจ่ายสวิตช์ซึ่งมีค่าเป็น 0 สำหรับเครื่องกำเนิดไมโครเวฟ ในงานวิจัยของ Al-Nasseir, Weindl และ Herold (2007) ได้ศึกษาสับเบอร์แบบตัวเหนี่ยวนำสำหรับอินเวอร์เตอร์แบบ 3 ระดับ ข้อคำนึงในการใช้สับเบอร์สำหรับ IGBT ถูกนำเสนอโดย Zhang, Sobhani และ Chokhawala ในส่วนของการป้องกัน IGBT ในอินเวอร์เตอร์นำเสนอโดย Shi, Tolbert, Blalock และ Chinthavali (2013) ได้ศึกษาวิธีการป้องกันกระแสเกินแบบรวดเร็ว นอกจากนี้ Kaknevicus และ Hoover (2015) ยังได้กล่าวถึงวิธีการจัดการกระแสพุ่งเกิน

นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่ศึกษาวิธีการตรวจสอบหน้าสัมผัสที่เกิดการอาร์ค โดย Li, Sumner, Thomas, Christopher, Jia, Zhang (2015) ได้ศึกษาการตรวจสอบการอาร์คแบบไม่สัมผัสสำหรับระบบไฟฟ้ากระแสตรง โดยสร้างชุดทดลองวัดการอาร์คแบบไม่สัมผัส และนำผลการวัดไปเปรียบเทียบผลกับการวิเคราะห์ด้วย FFT ในส่วนของ Boschetti, Mariscotti, Deniau (2011) ได้ศึกษาการตรวจสอบการอาร์คด้วยการวัดสัญญาณรบกวนขณะที่หน้าสัมผัสเกิดการอาร์คผ่านสายอากาศ GSM-R ที่ตั้งอยู่ใกล้ๆ หน้าสัมผัส แล้วส่งค่าสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการอาร์คมาแสดงผลที่เพนโทกราฟ (pantograph)

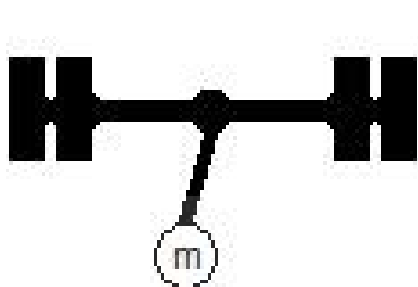
2.3 รถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงาน

ในการออกแบบรถโดยสารไฟฟ้าสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกคือพิกัดแรงดันไฟฟ้า ที่นิยมใช้งานจะมีพิกัดแรงดัน 2 ย่านแรงดัน คือ รถโดยสารไฟฟ้าที่ออกแบบและผลิตที่ประเทศจีนจะมีพิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทำงานในย่าน 300 – 400 V ส่วนรถโดยสารไฟฟ้าที่ออกแบบและผลิตในยุโรปจะมีพิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทำงานในย่าน 600 – 700 V ซึ่งพิกัดแรงดันนี้มีผลกระทบโดยตรงในการเลือกมอเตอร์สำหรับใช้ในการขับเคลื่อน รวมทั้งอุปกรณ์ต่างๆ ในรถโดยสารไฟฟ้า

2.3.1 ระบบขับเคลื่อน

ในรถโดยสารไฟฟ้าแบบเดิมนั้นนิยมใช้เทคโนโลยีมอเตอร์ขับเคลื่อนตัวเดียวในการส่งกำลังผ่านชุดเกียร์บ็อก (Gearbox) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หรืออาจส่งกำลังงานโดยจะใช้สายพาน (Pulley Motor) ดังแสดงในรูปที่ 2.2 จากนั้นกำลังจะถูกส่งต่อไปยังเพลากลางผ่านดิฟเฟอเรนเชียลเกียร์ (Differential Gear) เพื่อขับล้อซ้ายและล้อขวา ข้อดีของระบบนี้เป็นระบบการ

ขับเคลื่อนรถโดยสารไฟฟ้าอย่างง่าย การเชื่อมต่ออุปกรณ์ไม่ซับซ้อน ใช้อินเวอร์เตอร์ตัวเดียวในการควบคุมมอเตอร์ แต่ข้อด้อยของระบบนี้คือ มอเตอร์ที่ใช้จะมีขนาดใหญ่กว่าแบบที่ใช้มอเตอร์ 2 ตัว รวมทั้งระบบนี้จะมีอัตราการสูญเสียพลังงานในชุดเกียร์ต่างๆสูง ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพต่ำ



ก.



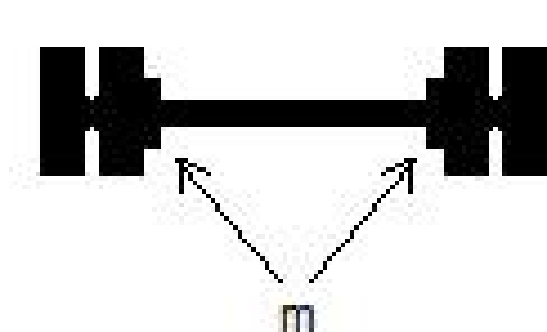
ข.

รูปที่ 2.1 ระบบการขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ 1 ตัว



รูปที่ 2.2 การส่งกำลังของมอเตอร์ผ่านระบบสายพาน

รถโดยสารไฟฟ้ารุ่นใหม่นิยมใช้เทคโนโลยีการขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์ไฟฟ้า 2 ตัว โดยมอเตอร์แต่ละตัวจะทำหน้าที่ขับเคลื่อนล้อซ้ายและล้อขวาอิสระจากกัน ทำให้ไม่จำเป็นต้องควบคุมความเร็วของแต่ละล้อผ่านผ่านดิฟเฟอเรนเชียลเกียร์ขณะเดียว มอเตอร์ที่ใช้ขับเคลื่อนแสดงดังรูปที่ 2.3 ข้อดีของระบบนี้คือ มอเตอร์และอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในระบบนี้จะมีขนาดเล็กกว่าระบบที่ใช้มอเตอร์ตัวเดียว กำลังงานสูญเสียต่ำกว่า แต่ระบบนี้จำเป็นต้องใช้อินเวอร์เตอร์ 2 ชุด



ก.



ข.

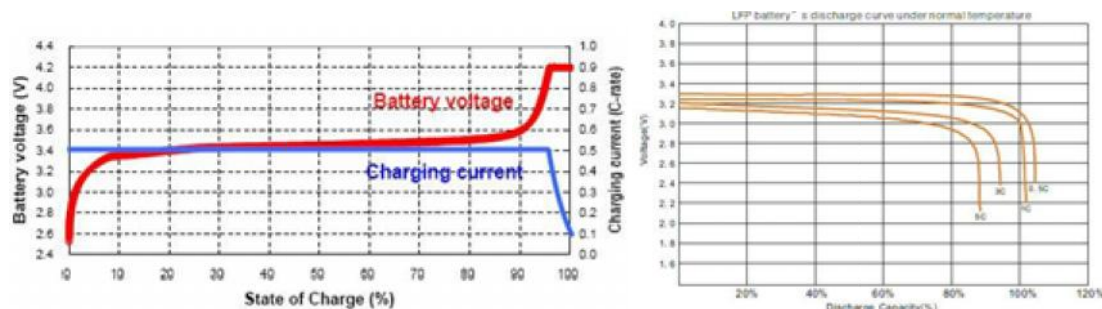
รูปที่ 2.3 ระบบการขับเคลื่อนที่ใช้มอเตอร์ 2 ตัว

2.3.2 อุปกรณ์ประกอบในรถโดยสารไฟฟ้า

รถโดยสารไฟฟ้า จำเป็นจะต้องมีอุปกรณ์อื่นๆนอกเหนือจากมอเตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อน ได้แก่ มอเตอร์ปั้มน้ำมันไฮดรอลิก (Hydraulic pump) สำหรับระบบช่วยหมุนพวงมาลัย มอเตอร์ปั้ลม สำหรับระบบเบรกและระบบกลุมช่วงล่าง อินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ในส่วนต่างๆ ระบบปรับอากาศ คอนเวอร์เตอร์ (Converter) สำหรับลดระดับแรงดันไฟฟ้าให้ต่ำลง สำหรับระบบที่ใช้แรงดันต่ำ เช่น ระบบควบคุมการทำงานของรถ ระบบหล่อเย็น ระบบไฟสัญญาณต่างๆ รวมทั้งระบบอำนวยความสะดวกในรถโดยสารไฟฟ้า เป็นต้น ในการออกแบบรถโดยสารไฟฟ้าจำเป็นต้องพิจารณาข้อมูลพิกัดขนาดของอุปกรณ์ประกอบต่างๆ เพื่อใช้ในการเลือกพิกัดกำลังงานของแบตเตอรี่และการออกแบบแผงจ่ายไฟฟ้าของรถโดยสารไฟฟ้า

2.3.3 แบตเตอรี่ที่ใช้ในรถโดยสารไฟฟ้า

รถโดยสารไฟฟ้าส่วนใหญ่นิยมใช้แบตเตอรี่ลิเทียมไอออน (Lithium – Ion Battery) โดยจะมีขั้วคาโทด (Cathode) เป็นลิเทียมโคบอลต์ออกไซด์ (Lithium Cobalt Oxide) และขั้วแอโนด (Anode) เป็นแกรไฟต์ (Graphite) แบตเตอรี่ชนิดนี้มีความหนาแน่นพลังงาน (Energy Density) สูงกว่า 200 W-h/kg รวมทั้งมีประสิทธิภาพในการประจุและคายประจุสูงประมาณร้อยละ 80 -90 ปัจจุบันได้มีการพัฒนาแบตเตอรี่ชนิด ลิเทียมเฟอร์โรฟอสเฟต (Lithium Ferro Phosphate : LiFePO₄) โดยแบตเตอรี่ชนิดนี้จะมีรอบการประจุ/คายประจุได้มากกว่า 7,000 รอบ ดังนั้นถ้าการประจุ/คายประจุวันละ 1 รอบ แบตเตอรี่จะสามารถใช้งานได้ถึง 19 ปี คุณสมบัติการประจุและการคายประจุของแบตเตอรี่ลิเทียมเฟอร์โรฟอสเฟตแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 คุณลักษณะการประจุและการคายประจุของแบตเตอรี่ลิเทียมเฟอร์โรฟอสเฟต

ที่มา : <https://electricbike-blog.com/2015/02/15/nursing-an-out-of-balance-lithium-cell-back-to-health-without-dying-in-the-process/>

การพิจารณาเลือกแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนชนิดต่างๆ เพื่อใช้ในรถโดยสารไฟฟ้า จะต้องคำนึงถึงลักษณะสมบัติสำคัญ 6 ประการ ดังนี้

1) พลังงานจำเพาะ (Specific Energy) เป็นค่าที่บ่งบอกถึงปริมาณพลังงานที่สะสมในแบตเตอรี่ ถ้าพิจารณาแบตเตอรี่ที่มีขนาดเท่ากัน แบตเตอรี่ที่มีพลังงานจำเพาะสูงกว่าจะให้พลังงานในการขับเคลื่อนได้ยาวนานกว่า

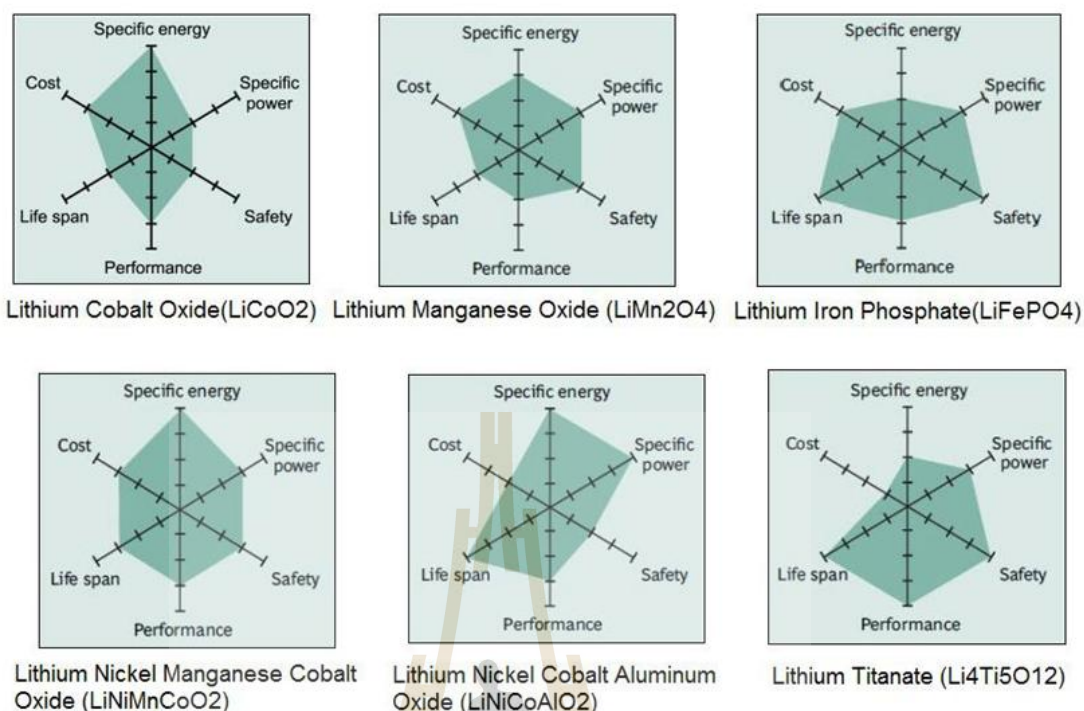
2) กำลังงานจำเพาะ (Specific Power) เป็นค่าบ่งชี้ถึงขีดความสามารถในการทำงาน โดยแบตเตอรี่ที่มีกำลังงานจำเพาะสูงกว่า หมายความว่าสามารถจ่ายกระแสได้สูงกว่าในพิกัดแรงดันที่เท่ากัน ทำให้สามารถนำมาใช้ขับเคลื่อนรถโดยสารไฟฟ้าที่ต้องการกำลังในการขับเคลื่อนสูงได้

3) ความปลอดภัย (Safety) เป็นตัวบ่งชี้ถึงความปลอดภัยในการใช้งานของแบตเตอรี่ประเภทนั้นๆ

4) สมรรถนะ (Performance) เป็นตัวบ่งชี้ถึงความสามารถในการใช้งานแบตเตอรี่ได้ดีในช่วงอุณหภูมิต่ำและอุณหภูมิสูง

5) อายุการใช้งาน (Lifespan) เป็นตัวบ่งชี้ถึงอายุการใช้งานของแบตเตอรี่

6) ราคา (Cost) ราคาของแบตเตอรี่แต่ละประเภท



รูปที่ 2.5 ลักษณะสมบัติของแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนชนิดต่างๆ

ที่มา : http://batteryuniversity.com/learn/archive/is_li_ion_the_solution_for_the_electric_vehicle

การพิจารณาเลือกแบตเตอรี่ลิเทียมไอออนจำเป็นต้องอาศัยข้อมูลในรูปที่ 2.5 โดยพบว่าแบตเตอรี่ชนิด ลิเทียมโคบอลต์ออกไซด์ ชนิดลิเทียมนิเกิลแมงกานีสออกไซด์ (Lithium Nickel Manganese Oxide) และชนิดลิเทียมโคบอลต์นิเกิลอลูมิเนียมออกไซด์ (Lithium Cobalt Nickel Aluminum Oxide) มีจุดเด่น คือ ค่าพลังงานจำเพาะสูง โดยแบตเตอรี่ชนิดลิเทียมโคบอลต์นิเกิลอลูมิเนียมออกไซด์ จะมีค่าพลังงานจำเพาะสูงที่สุด อย่างไรก็ตามในการนำแบตเตอรี่มาใช้งานในเชิงพาณิชย์ จะต้องพิจารณาเรื่องของราคา การบำรุงรักษา อายุการใช้งานและความปลอดภัยร่วมด้วย ดังนั้นจากปัจจัยดังกล่าวพบว่า แบตเตอรี่ชนิดลิเทียมไอออนฟอสเฟต (Lithium Iron Phosphate) เป็นแบตเตอรี่ที่มีคุณลักษณะเหมาะสมในการเลือกใช้งาน

2.4 การจ่ายไฟให้กับรถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงาน

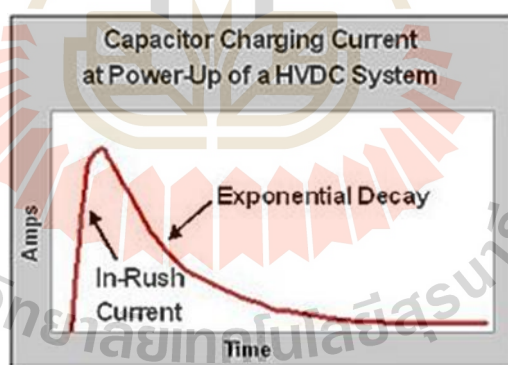
ในการจ่ายไฟฟ้าให้กับรถโดยสารไฟฟ้าจำเป็นต้องมีระบบช่วยก่อนที่จะจ่ายไฟให้กับอุปกรณ์ต่างๆในรถโดยสารไฟฟ้า เพื่อลดความเสียหายของแบตเตอรี่ที่เกิดจากจ่ายกระแสเกินพิกัด รวมทั้งหน้าสัมผัสของรีเลย์ที่ใช้ในการตัดต่อระบบเสียหาย โดยระบบช่วยเปิดก่อนที่จะจ่ายไฟ

ให้กับโหลดจะทำหน้าที่จำกัดกระแสของแหล่งจ่ายในตอนเริ่มต้น เพื่อควบคุมการพุ่งเกินของกระแส ซึ่งถ้าระบบได้รับการออกแบบอย่างเหมาะสม จะช่วยลดการพุ่งเกินของกระแสได้

2.4.1 กระแสของตัวเก็บประจุ

กระแสที่ไหลเข้าสู่โหลดประเภทตัวเก็บประจุ นั้นสามารถทำให้เกิดความเสียหายกับเบตเตอร์รวมถึงรีเลย์ที่ใช้ในการตัดต่อระบบได้ โดยเมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับตัวเก็บประจุ ตัวเก็บประจุจะเริ่มประจุไฟฟ้าด้วยกระแสพุ่งเกินและค่อยๆ ลดลงด้วยกราฟเอ็กโพเนนเชียล (Exponential) จนกระทั่งเข้าสู่สภาวะคงตัว โดยที่ขนาดของกระแสสูงสุดจะมีค่าสูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดปกติของอุปกรณ์ ขนาดของกระแสที่ไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุจะมีค่าดังสมการที่ (2.1) โดยกระแสสูงสุดนี้จะขึ้นอยู่กับค่าการเก็บประจุของตัวเก็บประจุและอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าต่อเวลา

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (2.1)$$



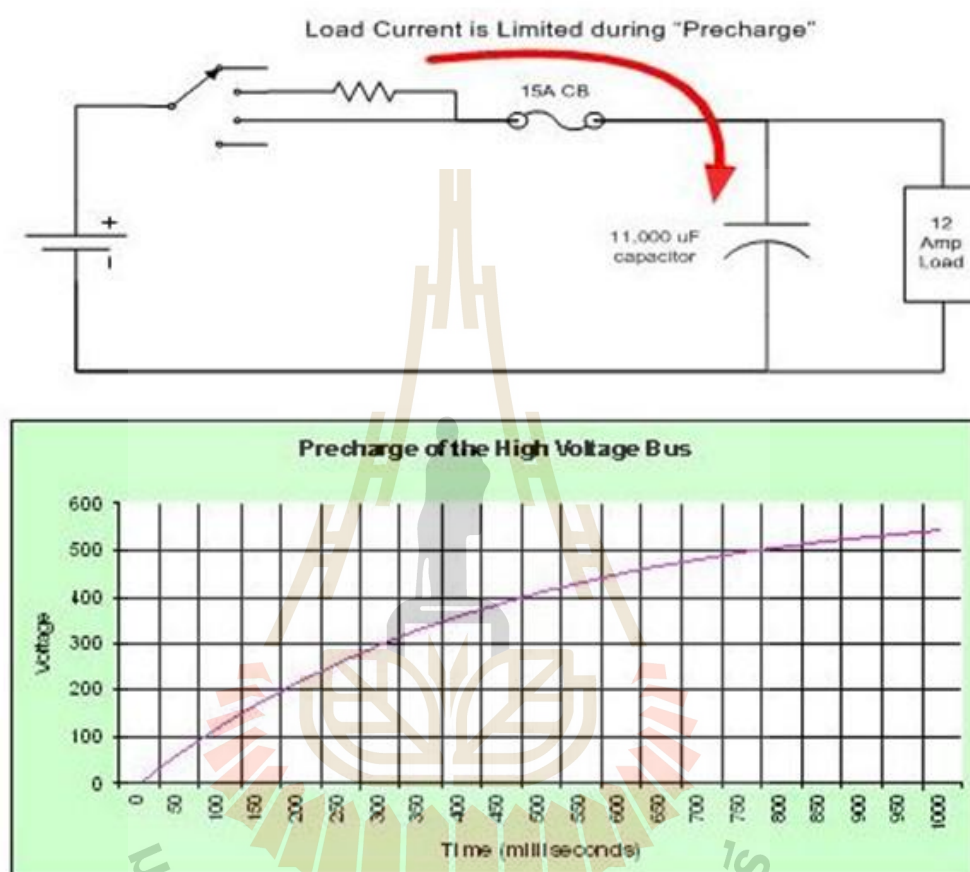
รูปที่ 2.6 กราฟกระแสพุ่งเกินที่ไหลเข้าสู่ตัวเก็บประจุ

ที่มา : https://en.wikipedia.org/wiki/File:Inrush_Current_into_HVDC_Capacitor.JPG

2.4.2 ระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้า

ระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้าถูกออกแบบมาเพื่อลดกระแสสูงสุด โดยการลดอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าต่อเวลาของแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย ซึ่งจะอาศัยตัวต้านทานช่วยต่ออนุกรมกับหน้าสัมผัสของรีเลย์ช่วย และต่อขนานกับหน้าสัมผัสของรีเลย์หลัก การ

ทำงานจะเริ่มจากรีเลย์ช่วยจะเริ่มทำงานก่อนเป็นอันดับแรกเพื่อควบคุมกระแสเริ่มต้นไม่ให้เกินขอบเขตที่กำหนดจนกระทั่งแรงดันไฟฟ้าเข้าใกล้สภาวะคงตัว ซึ่งมีค่าประมาณ 90% ถึง 95% ของแรงดันแหล่งจ่าย จากนั้นรีเลย์หลักจึงจะทำงานจ่ายไฟให้กับระบบ



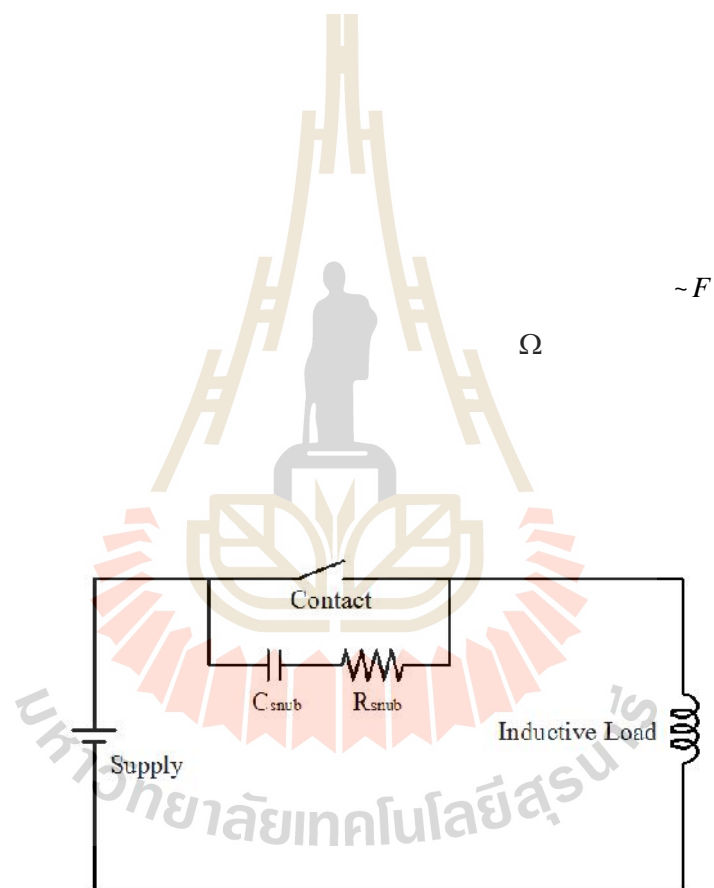
รูปที่ 2.7 ระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้าและกราฟแรงดันไฟฟ้า

ที่มา : <https://en.wikipedia.org/wiki/Pre-charge>

2.5 การป้องกันหน้าสัมผัสของรีเลย์จากโหลดเหนี่ยวนำ

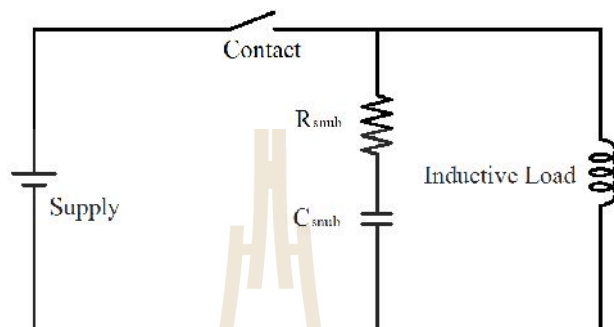
การนำรีเลย์ไปใช้งานในการตัดต่อระบบไฟฟ้า สำหรับโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำนั้น จำเป็นต้องมีการป้องกันหน้าสัมผัสของรีเลย์ เนื่องจากในขณะที่หน้าสัมผัสกำลังจะแยกออกจากกันแบบทันทีทันใด สนามแม่เหล็กในขดลวดจะลดลง ซึ่งจะก่อให้เกิดแรงดันที่เป็นสัดส่วนกับอัตรา การเปลี่ยนแปลงของกระแสต่อเวลา โดยจะมีค่าดังสมการที่ (2.2) และโดยจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัส ซึ่งมีค่าสูงพอที่จะทำลายหน้าสัมผัสได้อย่างรวดเร็ว แรงดันที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า

$$v_L = L \frac{di}{dt}$$

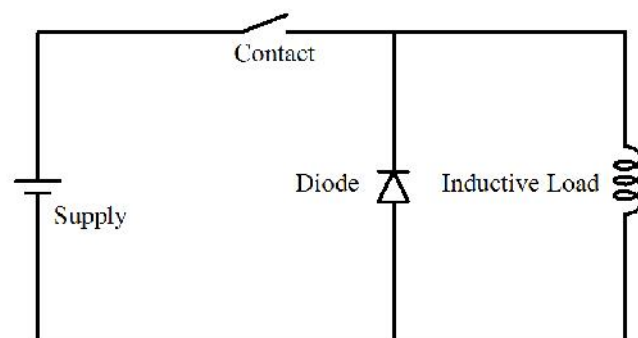


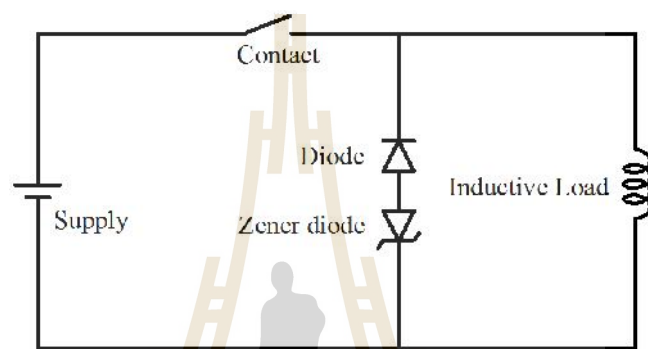
$\sim F$

Ω

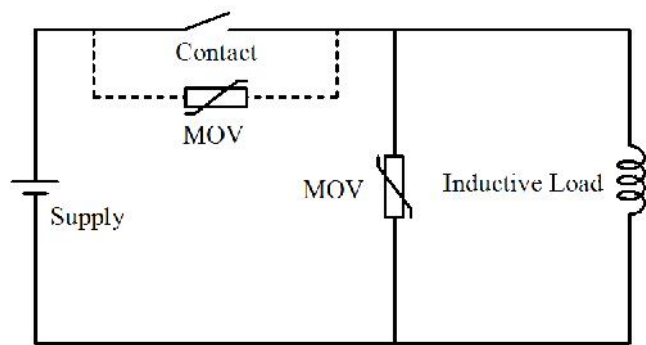


มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี





มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



$$v_{gap} = v_q + e_{gap}$$

$$v_q = V_{dc} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \tanh(r(q-1)) \right)$$

$$e_{gap} = \frac{1}{2} (a + bx_{gap}) (\tanh(\frac{1}{2} q) - \tanh(\frac{1}{2} (q-1)))$$

$$0 < q < 1$$

$$q = \frac{x_{gap}}{x_{crit}}$$

$$x$$

$$\}$$

$$i_{gap} = i_q - j_{gap} \quad (2.7)$$

โดยที่

$$i_q = I_{load} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \tanh(r(q-1)) \right) \quad (2.8)$$

$$j_{gap} = e_{gap} \frac{I_{load}}{V_{dc}} \quad (2.9)$$

ความต้านทานของช่องว่างระหว่างหน้าสัมผัสที่กำลังเปิดออกจากกันสามารถหาได้จากสมการที่ (2.10)

$$R_{gap} = \frac{v_q}{i_{gap}} = \frac{V_{dc}}{I_{load}} e^{2r(q-1)} \quad (2.10)$$

และเมื่อ $q=0$ สามารถหาความต้านทานขณะหน้าสัมผัสติดกันได้ดังสมการที่ (2.11)

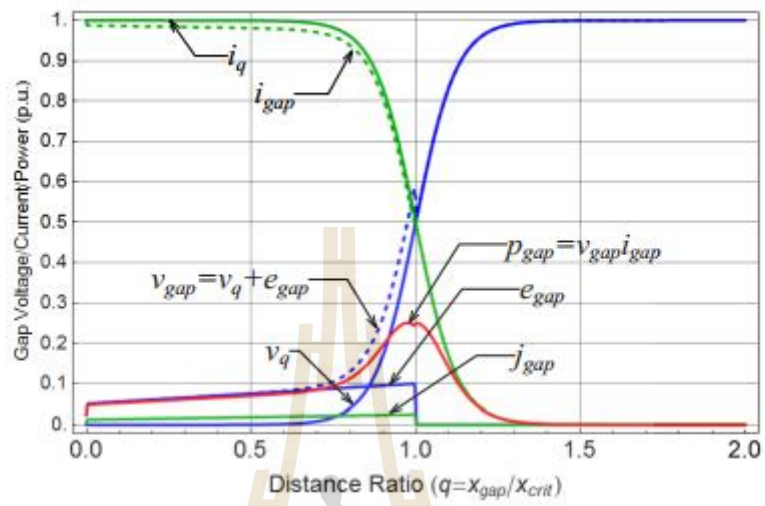
$$R_{gap} \Big|_{q=0} = \frac{V_{dc}}{I_{load}} e^{-2r} = R_{closed} \quad (2.11)$$

ดังนั้น

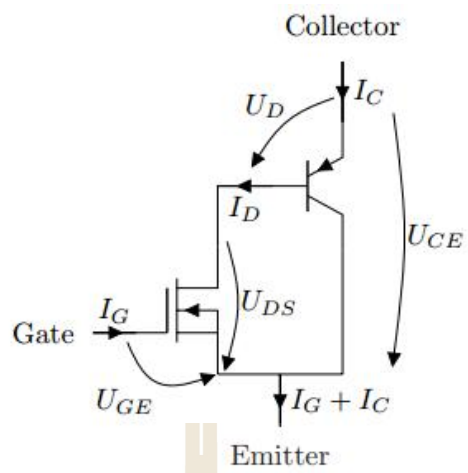
$$r = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{R_{closed} I_{load}}{V_{dc}} \right) \quad (2.12)$$

กำลังอาร์คที่เกิดขึ้นในช่องว่างระหว่างหน้าสัมผัสที่กำลังเปิดออกจากกันสามารถหาได้จากสมการที่ (2.13)

$$P_{gap} = v_{gap} i_{gap} \quad (2.13)$$



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



$$I_C = I_D (S + 1)$$

$$I_D = k_p \left[(V_{GE} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$V_{DS} = V_{BE} + V_{CE}$$

$$k_p$$

$$k_p = \frac{I_{DSS}}{(V_{GES} - V_{th})(V_{BES} + V_{CES}) - \frac{(V_{BES} + V_{CES})^2}{2}} \quad (2.17)$$

สมการกระแสของ IGBT ในโหมดเชิงเส้น สามารถหาได้จากสมการที่ (2.18)

$$I_C = k_p \frac{(V_{GE} - V_{th})^2}{2} (S + 1) \quad (2.18)$$

แทนค่า k_p ในสมการที่ (2.17) ลงในสมการที่ (2.18) จะได้

$$I_C = \frac{I_{CES}}{2(V_{GES} - V_{th})(V_{BES} + V_{CES}) - (V_{BES} + V_{CES})^2} (V_{GE} - V_{th})^2 \quad (2.19)$$

กำหนดให้

$$K = \frac{I_{CES}}{2(V_{GES} - V_{th})(V_{BES} + V_{CES}) - (V_{BES} + V_{CES})^2} \quad (2.20)$$

ดังนั้น

$$I_C = K(V_{GE} - V_{th})^2 \quad (2.21)$$

$$V_{GE} = \sqrt{\frac{I_C}{K}} + V_{th} \quad (2.22)$$

เมื่อ I_{CES} คือกระแสอิ่มตัวของ IGBT

V_{BES} คือแรงดันตกคร่อมขาเบสและอิมิตเตอร์ขณะ IGBT อิ่มตัว

V_{CES} คือแรงดันตกคร่อมขาคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ขณะ IGBT อิ่มตัว

V_{GES} คือแรงดันตกคร่อมขาเกตและอิมิตเตอร์ขณะ IGBT อิ่มตัว

V_{th} คือแรงดันที่ IGBT เริ่มทำงาน

การนำ IGBT ไปใช้งานจริงจะต้องคำนึงถึง การระบายความร้อนและการป้องกัน IGBT จากการทำงานผิดพลาดด้วย โดย Shekhawat และ Brockway (2008) ได้ศึกษาคุณลักษณะของ IGBT ภายใต้เงื่อนไขการลัดวงจรและการป้องกันความผิดพลาด นอกจากนี้ Kanschat, Stolze, Kreuzer และ Cordes (2006) ได้นำเสนอการจำลองและทดสอบระบบการระบายความร้อนให้กับ โมดูล IGBT

2.8 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง โดยได้กล่าวถึงทฤษฎีการออกแบบรถโดยสารไฟฟ้าที่อาศัยแบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงาน การออกแบบระบบช่วยก่อนที่จะจ่ายไฟให้กับรถโดยสารไฟฟ้า รวมทั้งการศึกษาแบบจำลองการอาร์ค และการศึกษาแบบจำลองของ IGBT เพื่อใช้ในการออกแบบระบบควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้าเพื่อแก้ปัญหาการอาร์คซึ่งรายละเอียดการดำเนินงานจะได้กล่าวถึงในบทที่ 3 ถึงบทที่ 6 ต่อไป



บทที่ 3

แผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงในรถโดยสารไฟฟ้า

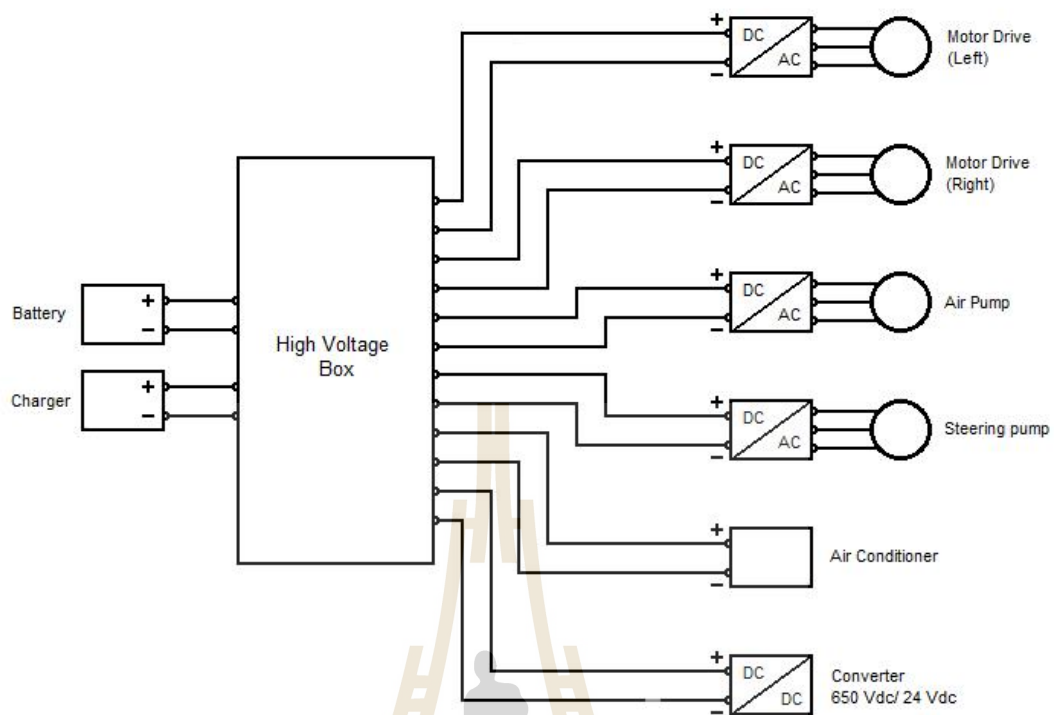
3.1 บทนำ

ในส่วนของบทนี้จะอธิบายรายละเอียดของส่วนประกอบที่สำคัญในรถโดยสารไฟฟ้า การทำงานของแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง การออกแบบระบบช่วยเปิดรถโดยสารไฟฟ้าและการจำลองสถานการณ์ในกรณีที่โหลดไม่ทำงานแต่มีอุปกรณ์บางส่วนยังคงต่ออยู่กับระบบและกรณีที่โหลดทำงาน รวมทั้งพิจารณาผลกระทบเนื่องจากการอาร์คด้วย ปัญหาของรีเลย์ในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเกิดการอาร์ค

3.2 ส่วนประกอบของรถโดยสารไฟฟ้า

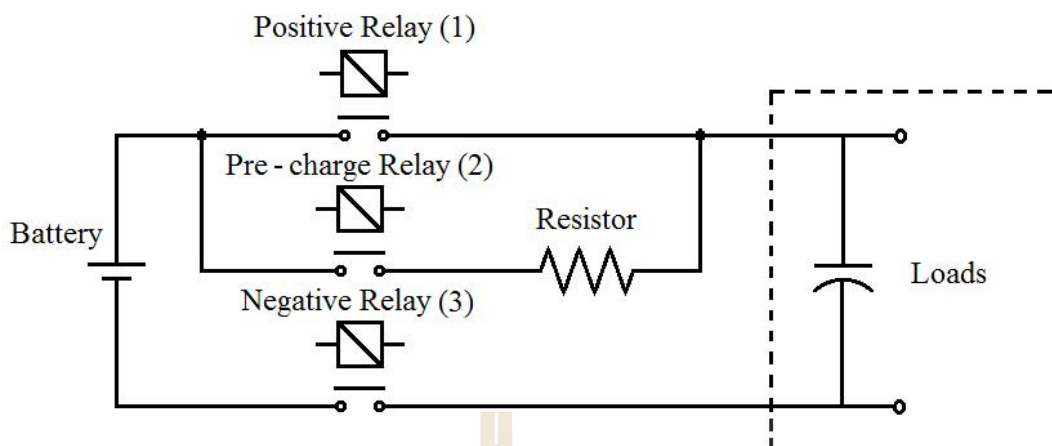
รถโดยสารไฟฟ้าประกอบด้วยอุปกรณ์หลัก โดยมีรายละเอียดดังรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์พื้นฐานที่จำเป็น 7 ส่วน ดังนี้

- 1) แบตเตอรี่ซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับระบบขับเคลื่อนรวมทั้งระบบต่างๆในรถโดยสารไฟฟ้า โดยทั่วไปจะใช้แบตเตอรี่ชนิด ลิเทียม-ไอออน ซึ่งเมื่อพิจารณาลักษณะสมบัติในด้านพลังงานจำเพาะ กำลังงานจำเพาะ ความปลอดภัย สมรรถนะ อายุการใช้งานและราคา แบตเตอรี่ชนิดลิเทียม-ไอออน จะมีข้อได้เปรียบกว่าแบตเตอรี่ชนิดอื่นๆ
- 2) แผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะทำหน้าที่สำคัญในการตัดต่อการทำงานระหว่างแบตเตอรี่กับโหลด รวมทั้งยังทำหน้าที่ในการตัดต่อการทำงานระหว่างสถานีประจุกับแบตเตอรี่ด้วย
- 3) มอเตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนล้อซ้ายและล้อขวา ที่ใช้ในการขับเคลื่อนรถ
- 4) มอเตอร์ปั๊มน้ำมันไฮดรอลิก ทำหน้าที่สำหรับช่วยผ่อนแรงในการหมุนพวงมาลัย
- 5) มอเตอร์ปั๊มลมใช้ในระบบควบคุมการเบรกรวมถึงใช้ในระบบถุงลมช่วงล่างของรถ เพื่อปรับความนุ่มนวลและปรับระดับความสูงของรถ
- 6) คอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่ในการปรับระดับแรงดันให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ต่างๆในรถ
- 7) ระบบปรับอากาศ



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี





รูปที่ 3.3 ระบบการจ่ายไฟเพื่อเปิดรถโดยสารไฟฟ้า

การออกแบบระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้า จะอาศัยคุณลักษณะของวงจรอนุกรมระหว่างตัวเก็บประจุกับความต้านทาน ซึ่งค่าคงตัวของเวลาของวงจรไฟฟ้ากระแสตรงจะมีค่าเท่ากับความต้านทานคูณกับความจุทางไฟฟ้า ($\tau = RC$) โดยเริ่มจากการหาค่าความจุไฟฟ้ารวมของอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อเข้ากับระบบทั้งหมดโดยประมาณมีค่าดังต่อไปนี้

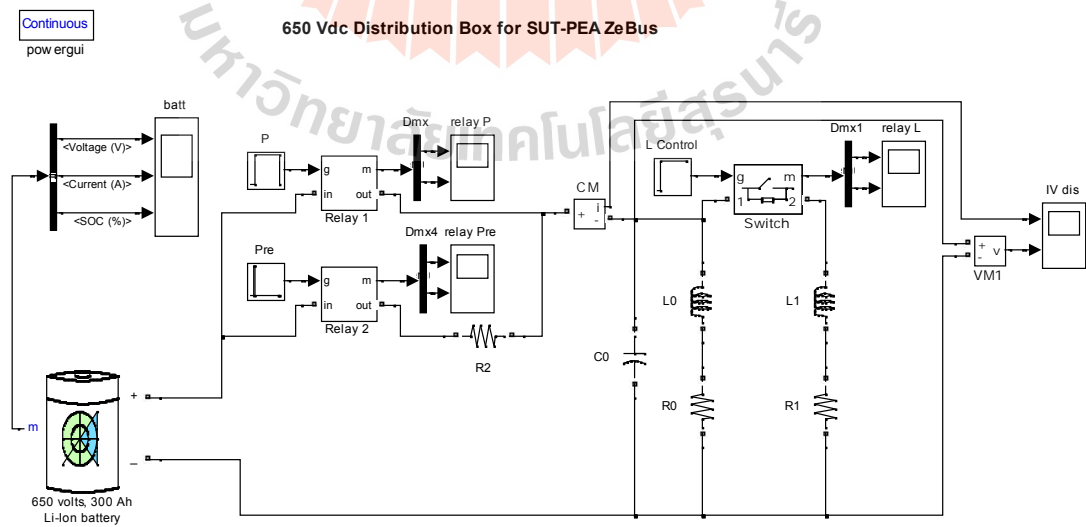
อินเวอร์เตอร์สำหรับมอเตอร์ขับเคลื่อน	มีค่าเป็น $1,250 \sim F$
อินเวอร์เตอร์สำหรับมอเตอร์ขับเคลื่อน	มีค่าเป็น $1,250 \sim F$
อินเวอร์เตอร์สำหรับปั๊มไฮดรอลิก	มีค่าเป็น $250 \sim F$
อินเวอร์เตอร์สำหรับปั๊มลม	มีค่าเป็น $250 \sim F$
เครื่องปรับอากาศ	มีค่าเป็น $1,550 \sim F$
คอนเวอร์เตอร์	มีค่าเป็น $19 \sim F$

จากอุปกรณ์ที่เชื่อมต่อเข้ากับระบบทั้งหมดจะได้ค่าความจุไฟฟ้ารวมของระบบคือ $4,569 \sim F$ จากนั้นกำหนดให้ค่าคงตัวของเวลาของระบบช่วยเปิดมีค่าเป็น 550 ms ดังนั้นความต้านทานที่ใช้ในการต่อกับระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้าคือ

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{550 \times 10^{-3}}{4,569 \times 10^{-6}} = 120.376 \approx 120 \text{ } \Omega \quad (3.1)$$

$$E = \frac{CV^2}{2} = \frac{4,569 \times 10^{-6} \times 650^2}{2} = 965.2$$

$$P = \frac{E}{t} = \frac{965.2}{550 \times 10^{-3}} = 1754.90 \approx 1,800$$

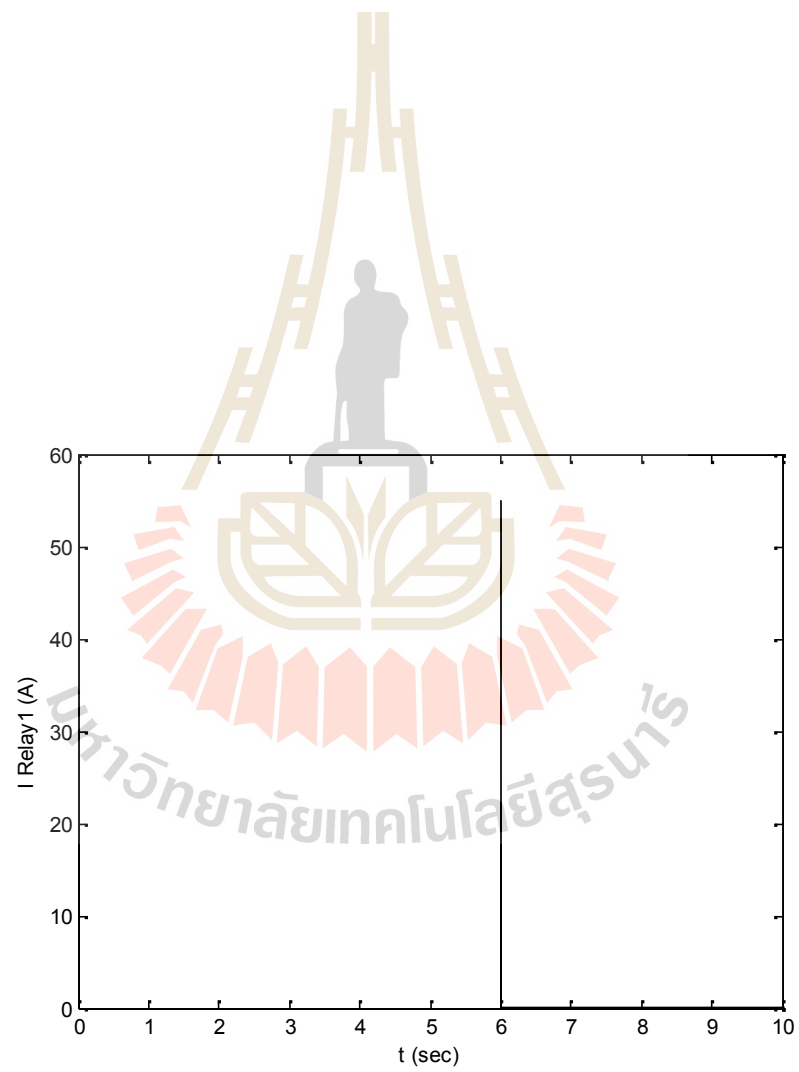


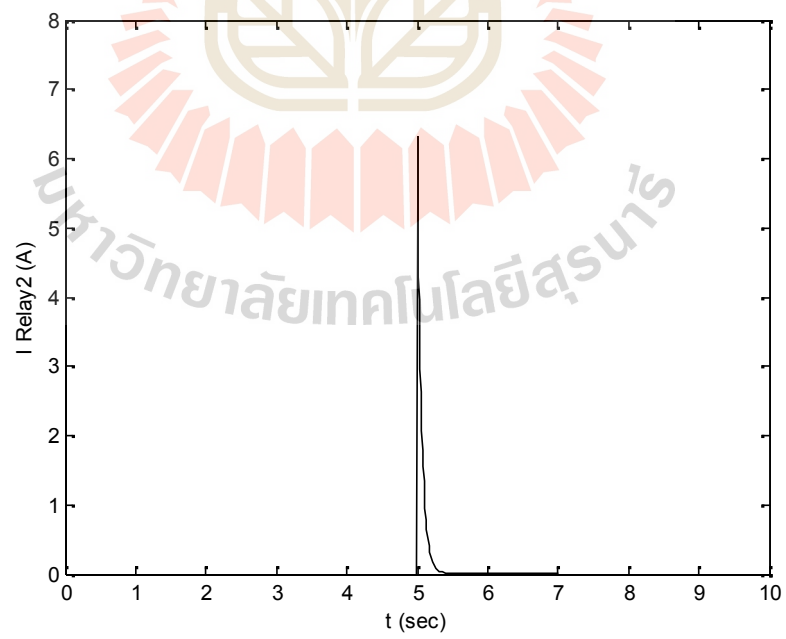
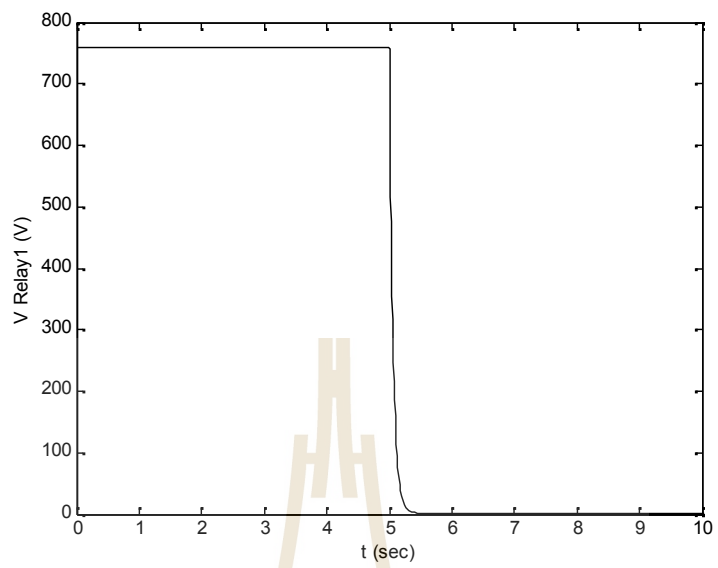
$\sim F$

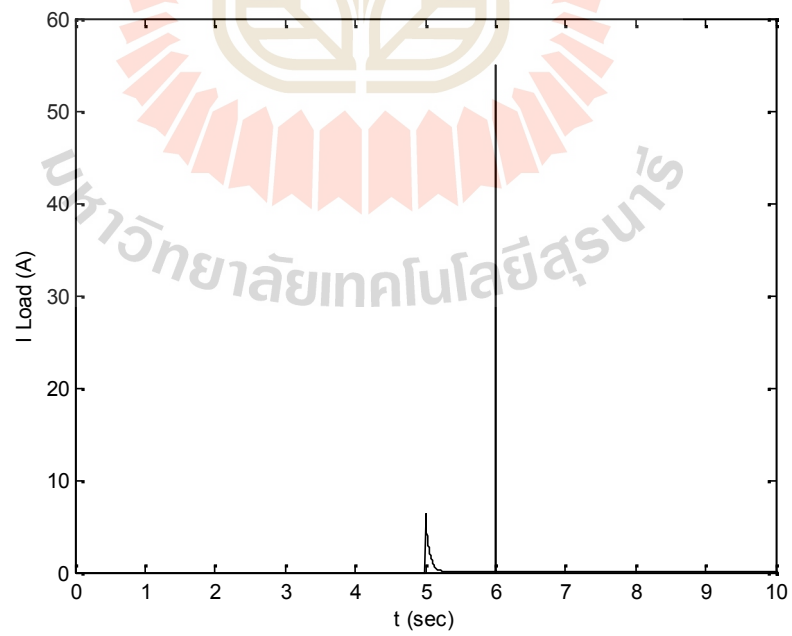
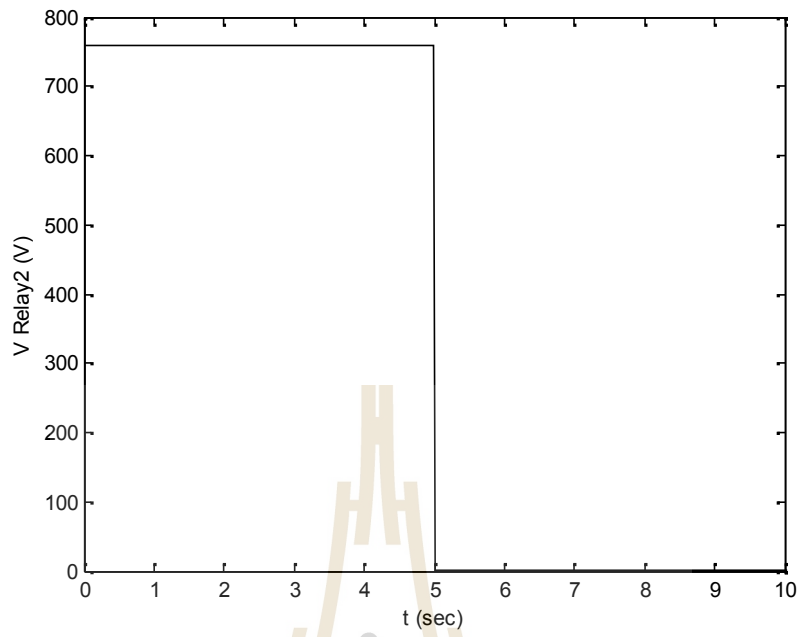
$M\Omega$

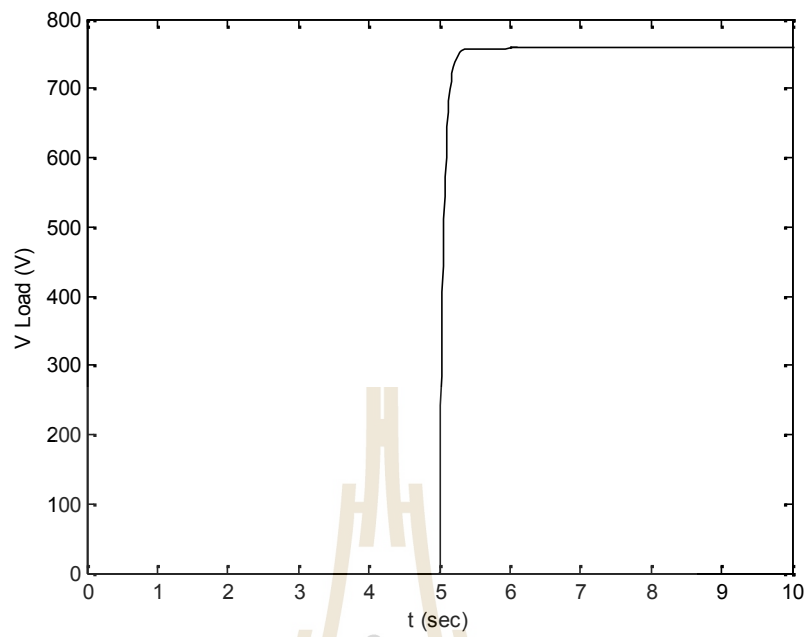
Ω

Ω









มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

1.45×10^{-4}

1.2×10^{-6}

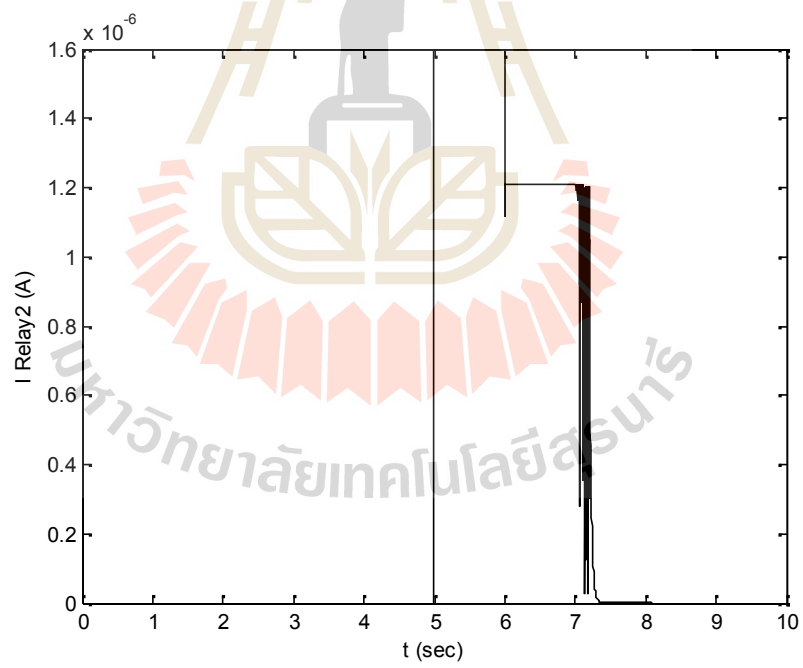
1.45×10^{-4}

1.45×10^{-4}

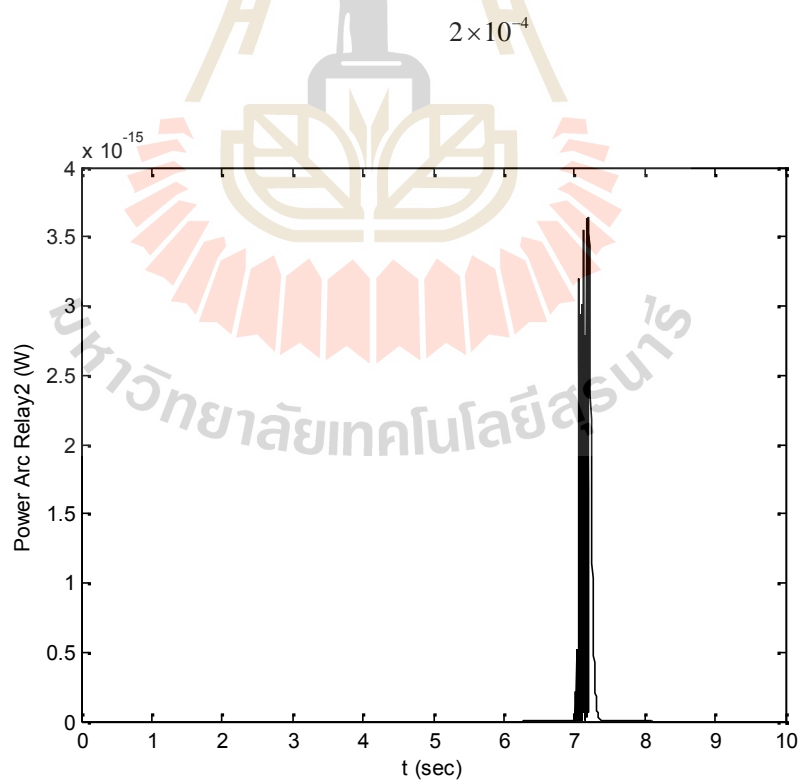
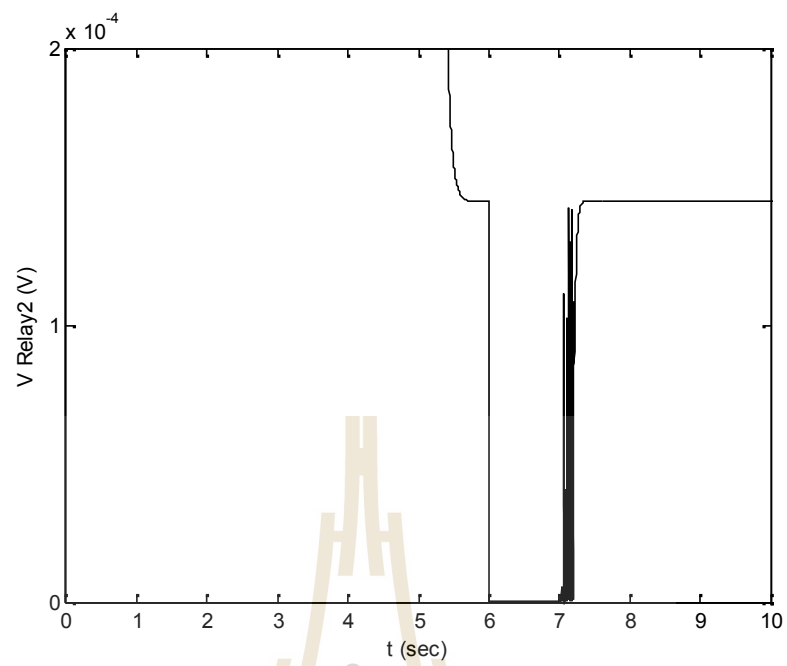
1.2×10^{-6}

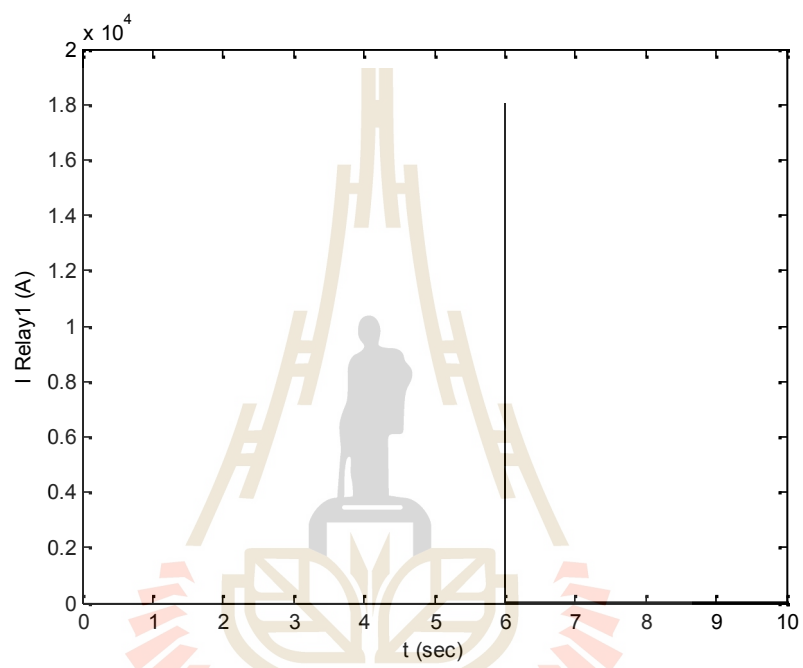
1.2×10^{-8}

3.65×10^{-15}

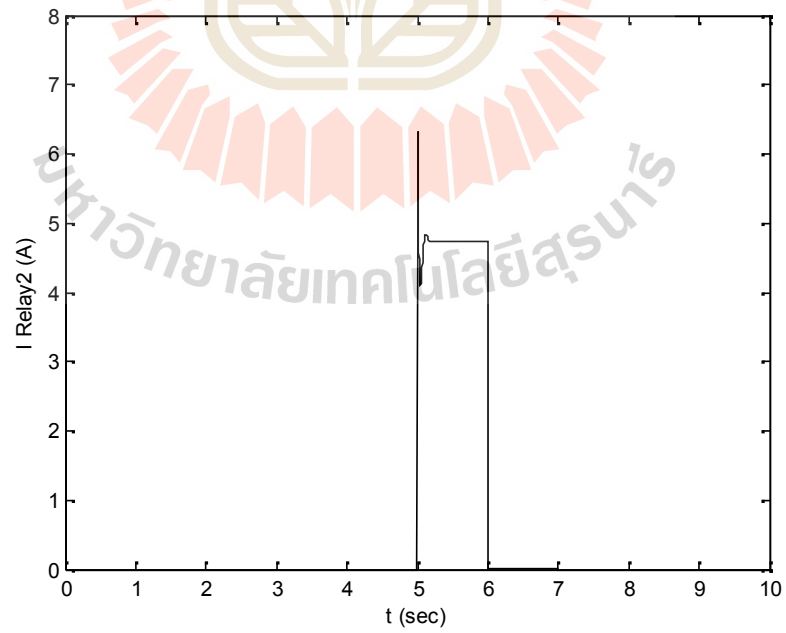
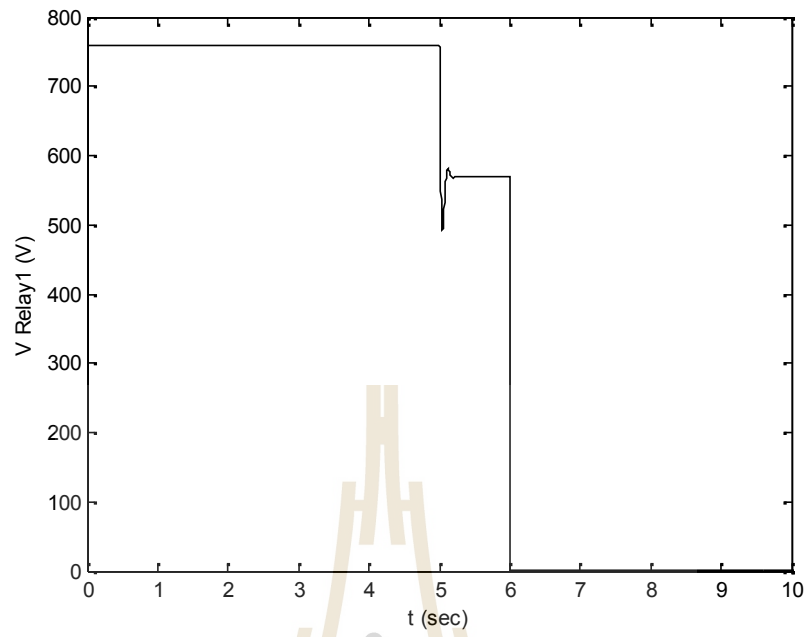


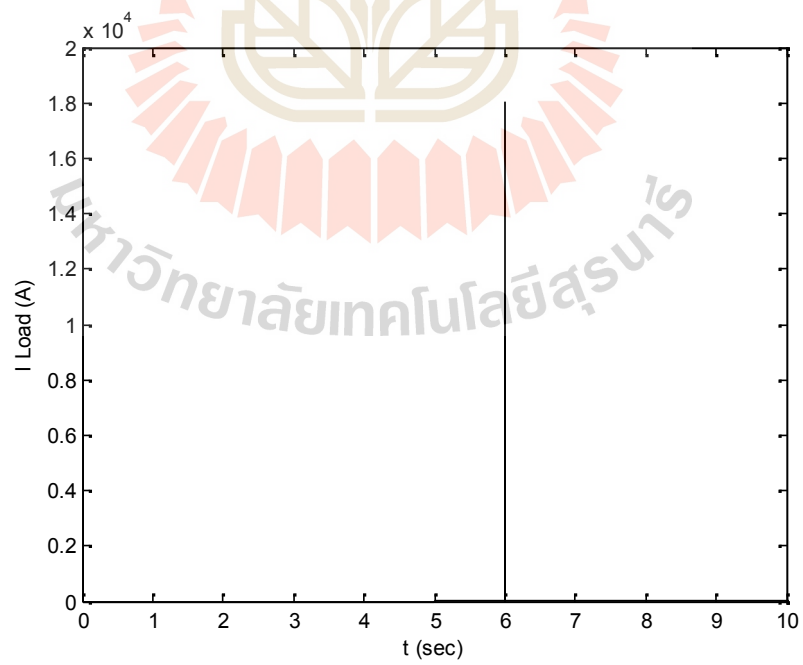
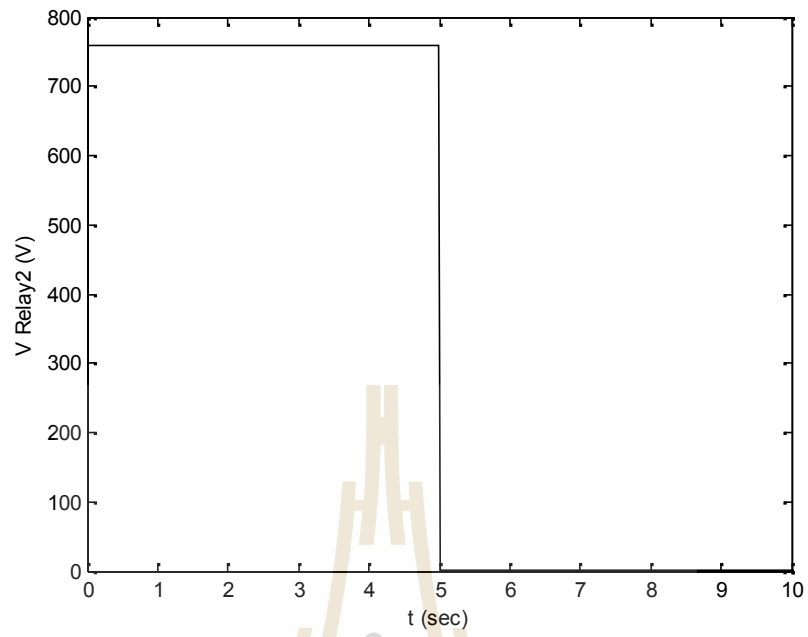
1.6×10^{-6}

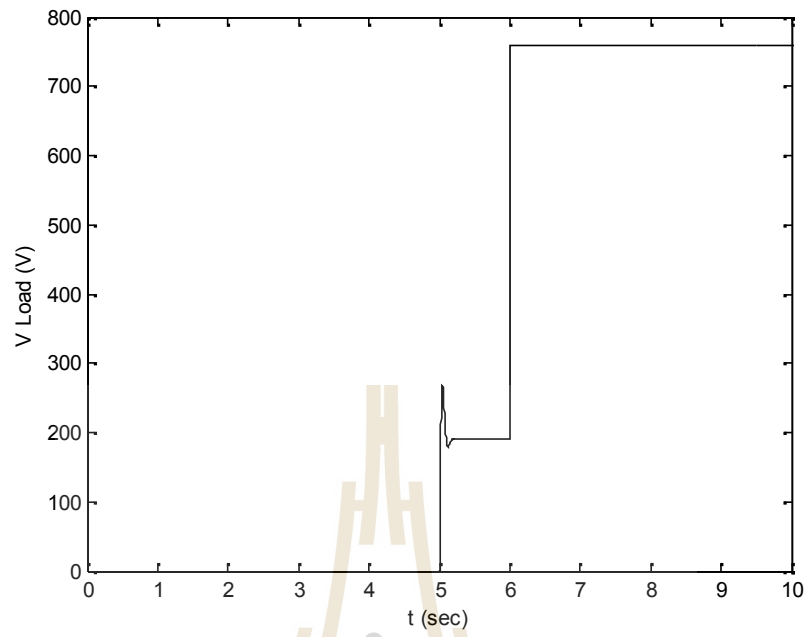




มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

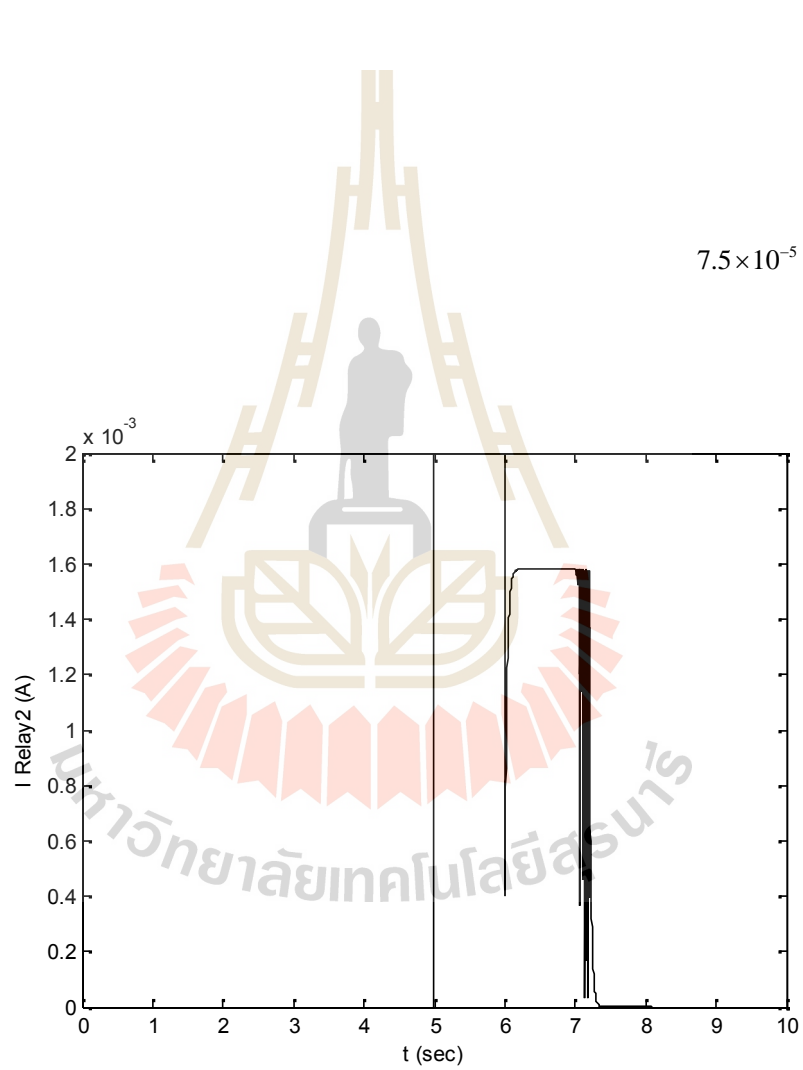






มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 1.58×10^{-3}

1.805×10^4

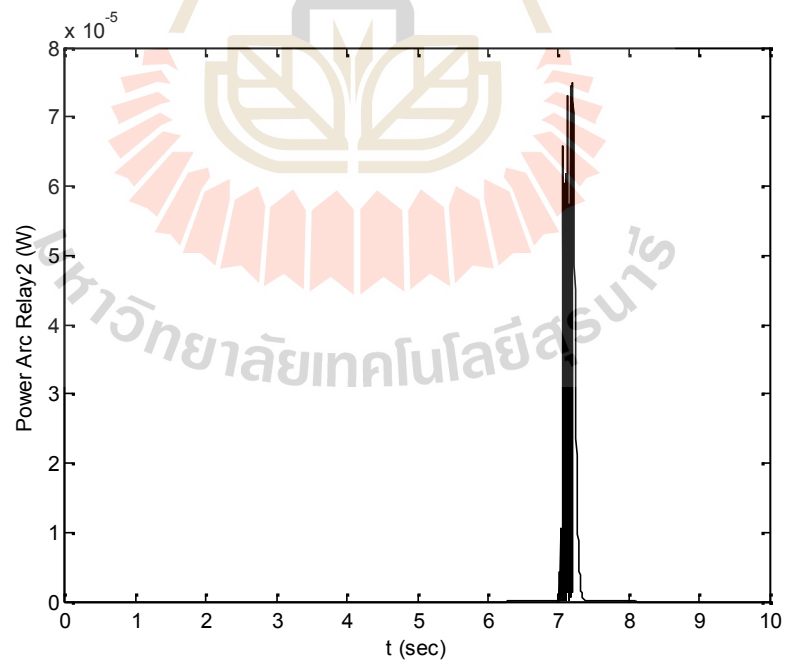
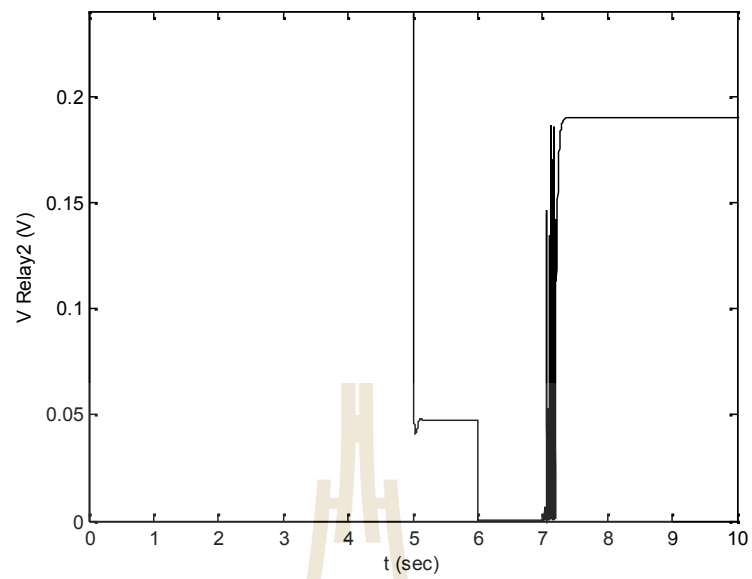


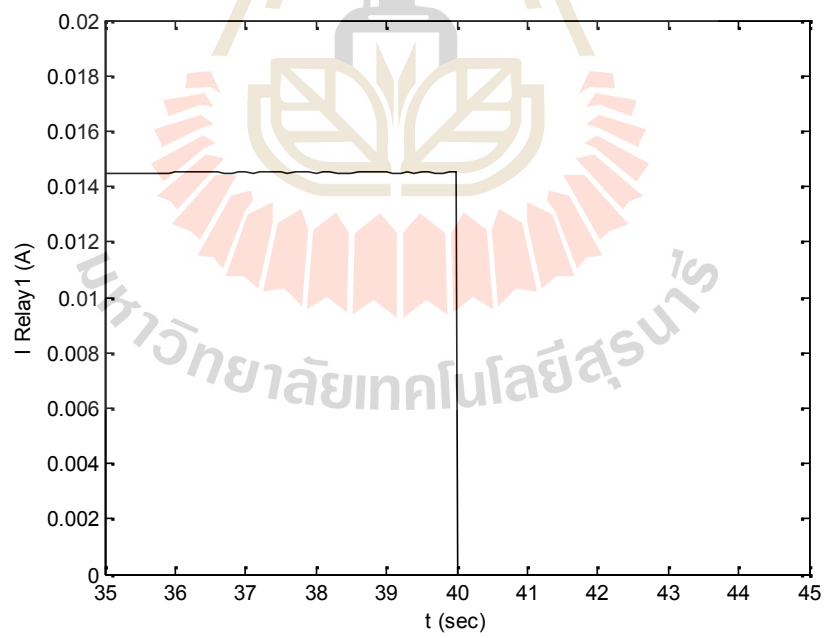
1.58×10^{-3}

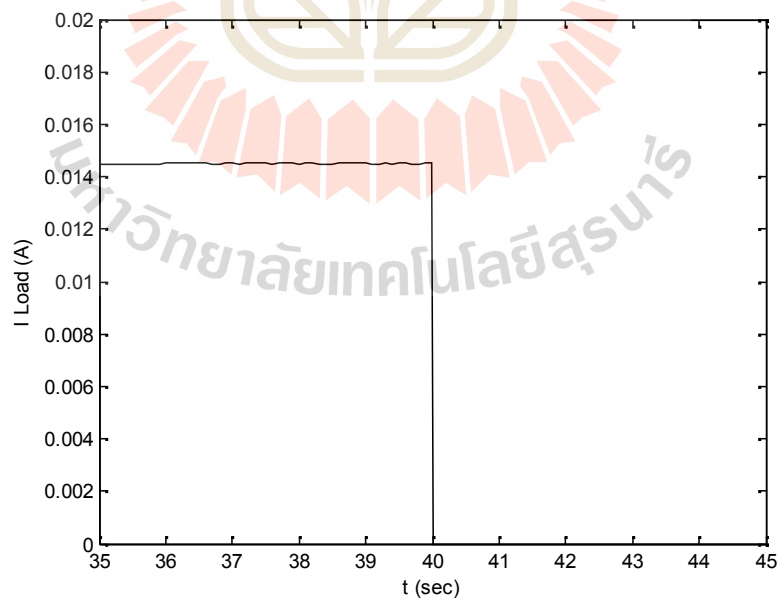
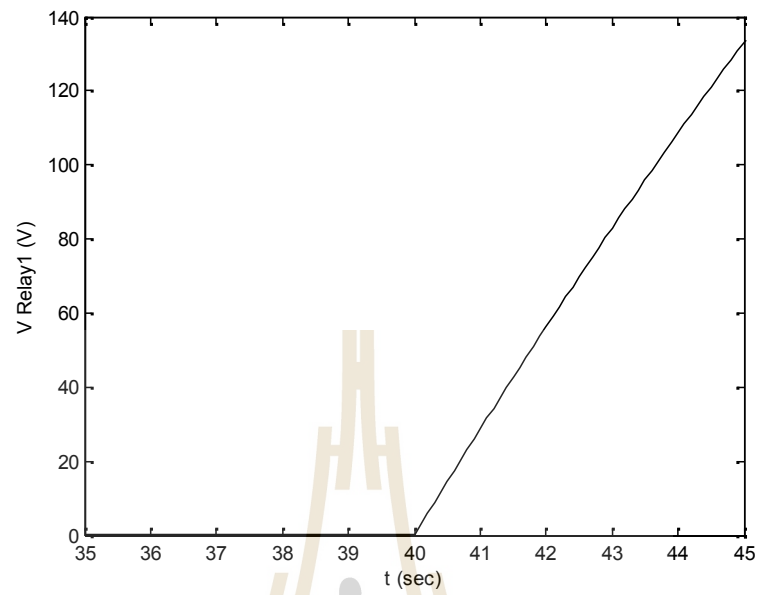
1.58×10^{-5}

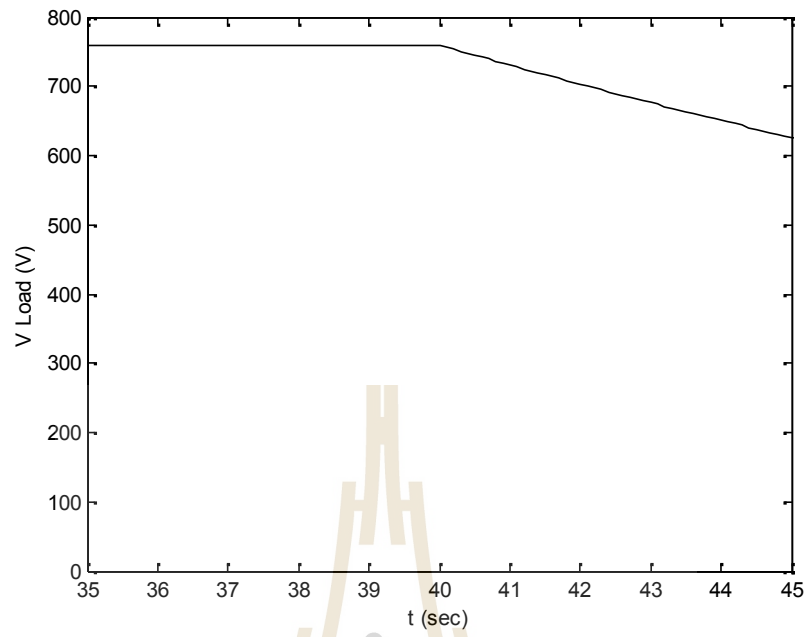
7.5×10^{-5}

2×10^{-3}



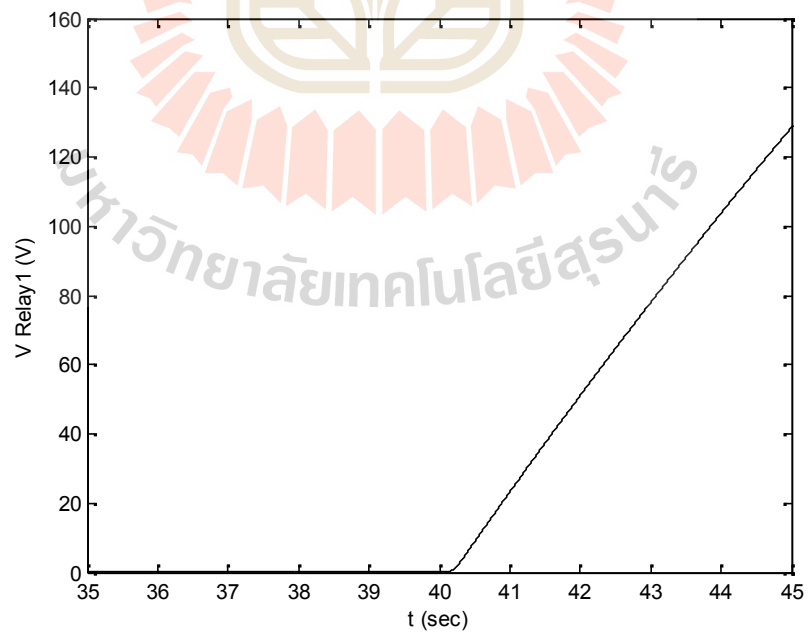
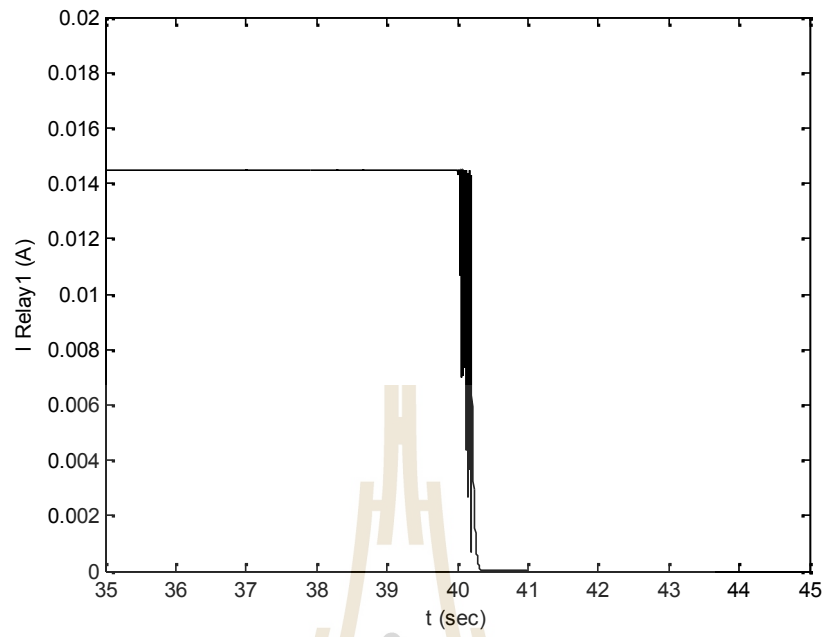


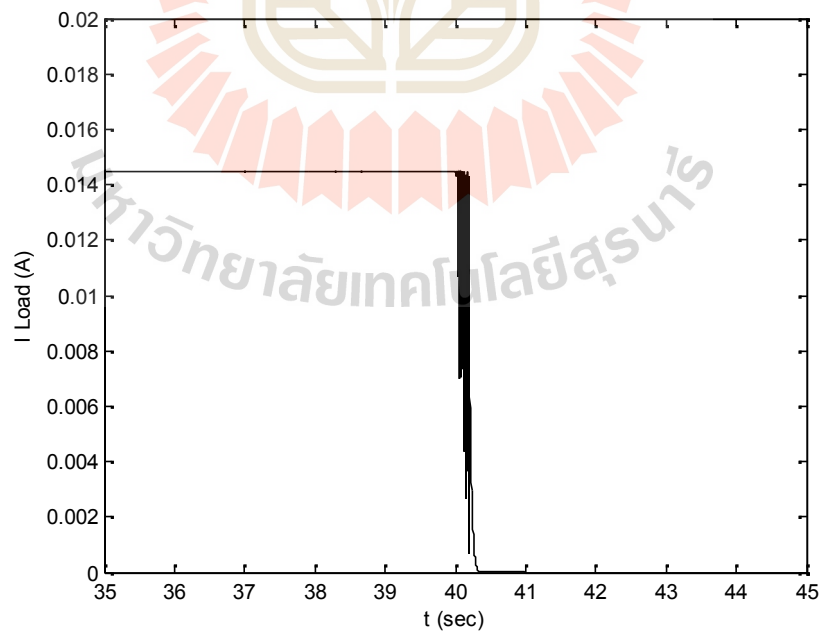
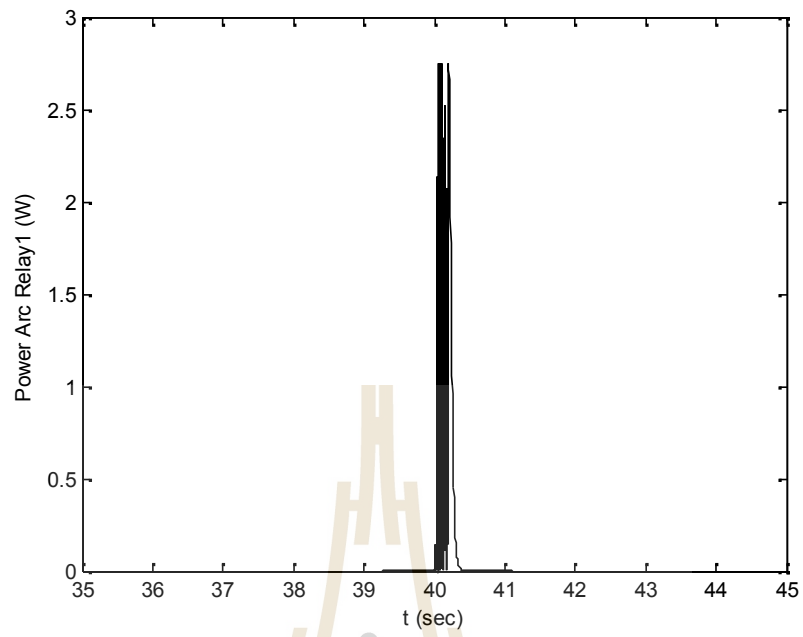


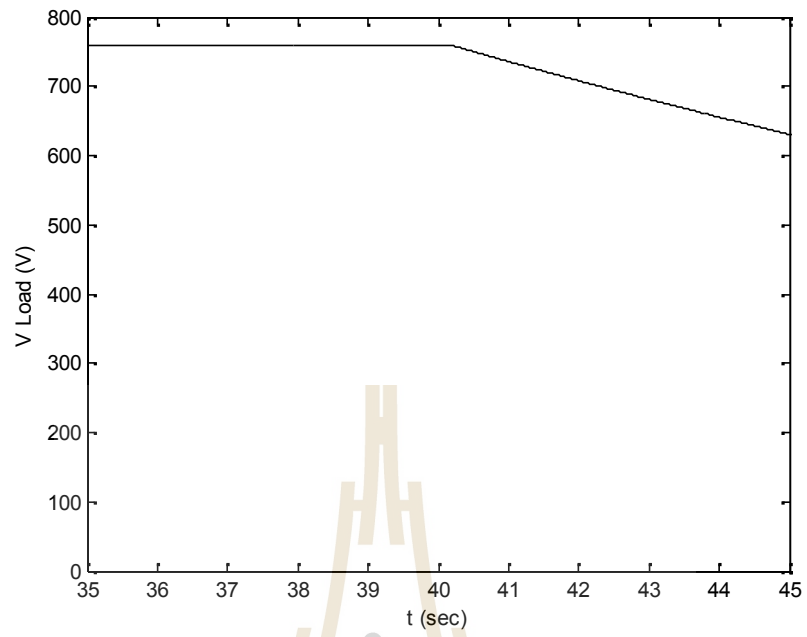


1.45×10^{-4}

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

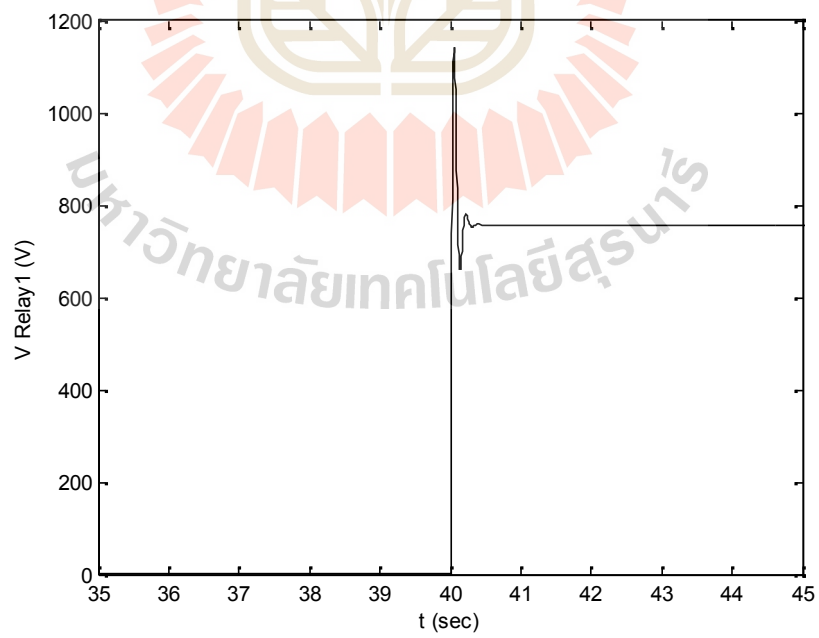
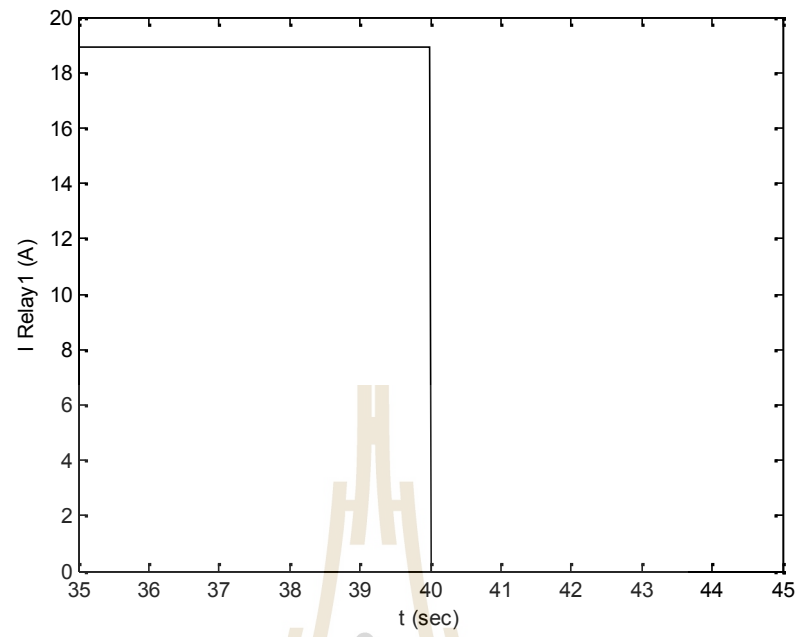


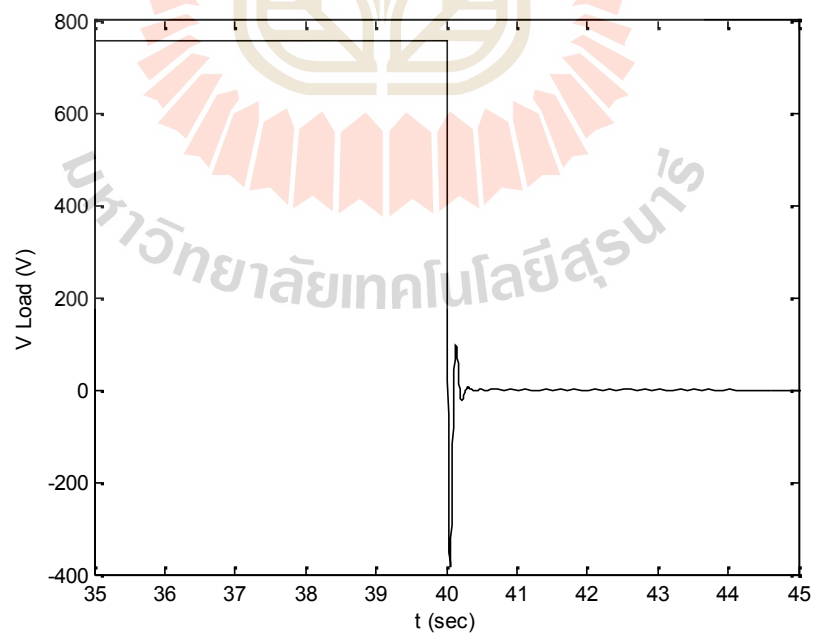
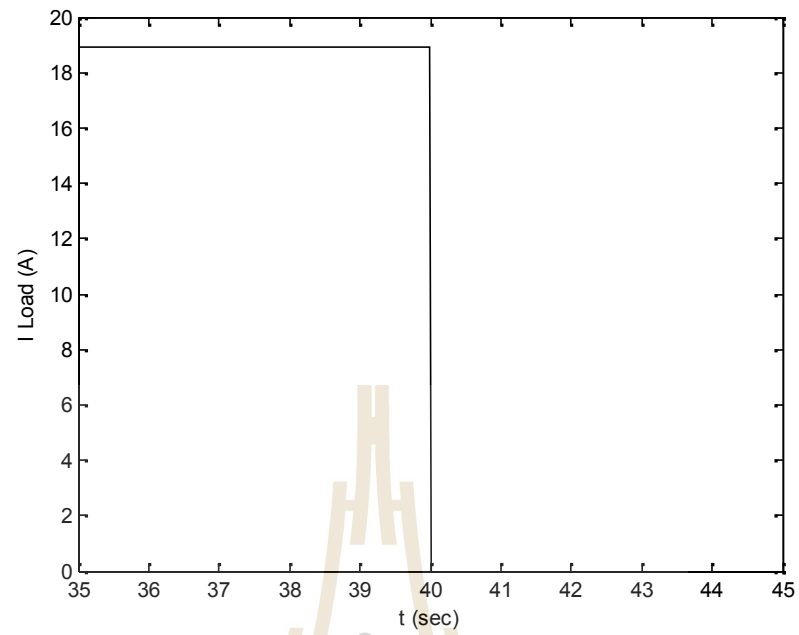


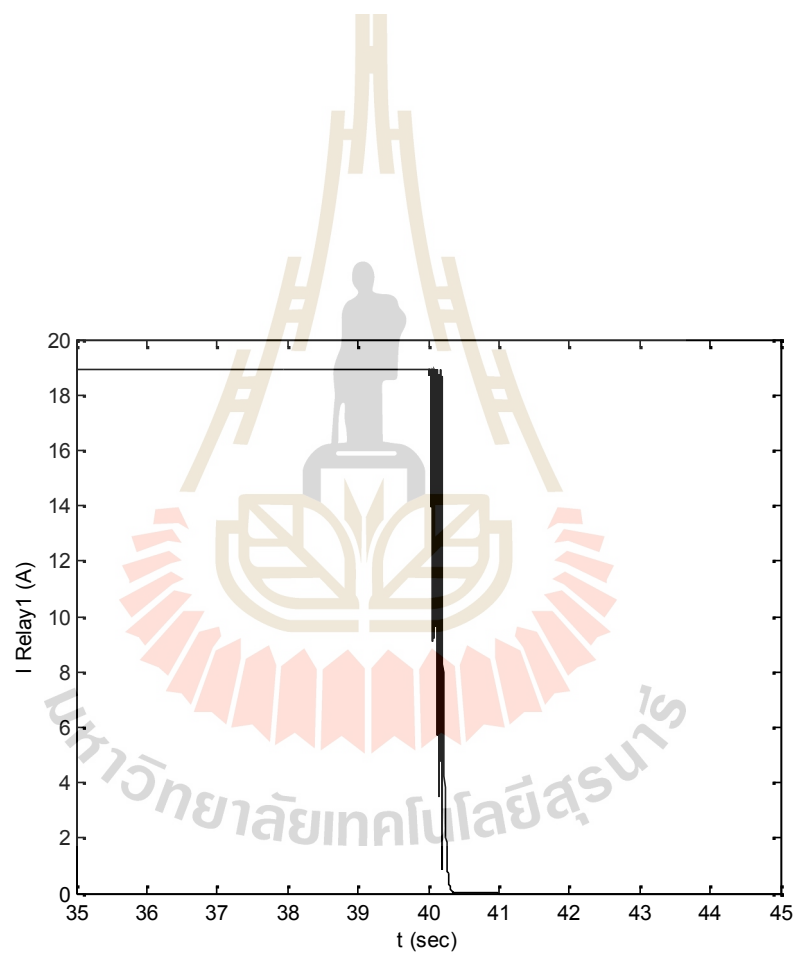


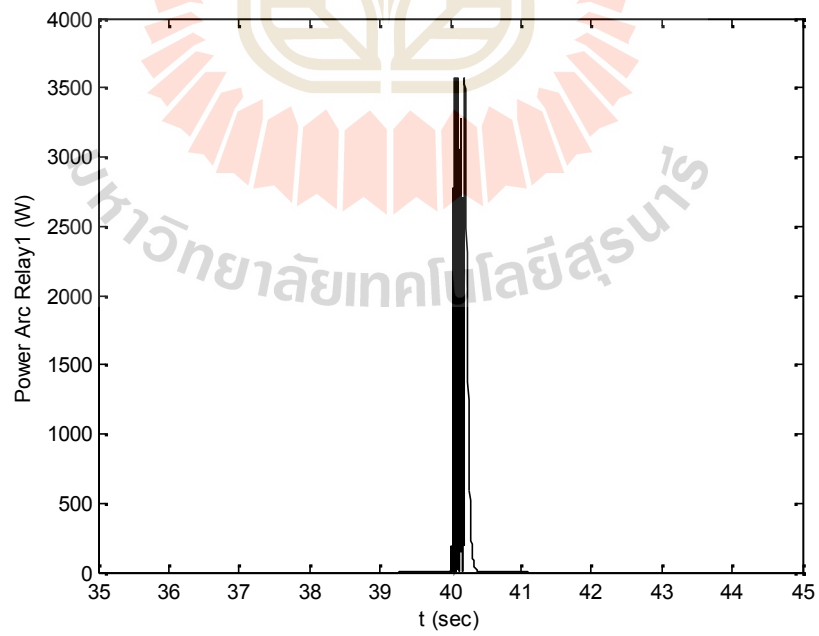
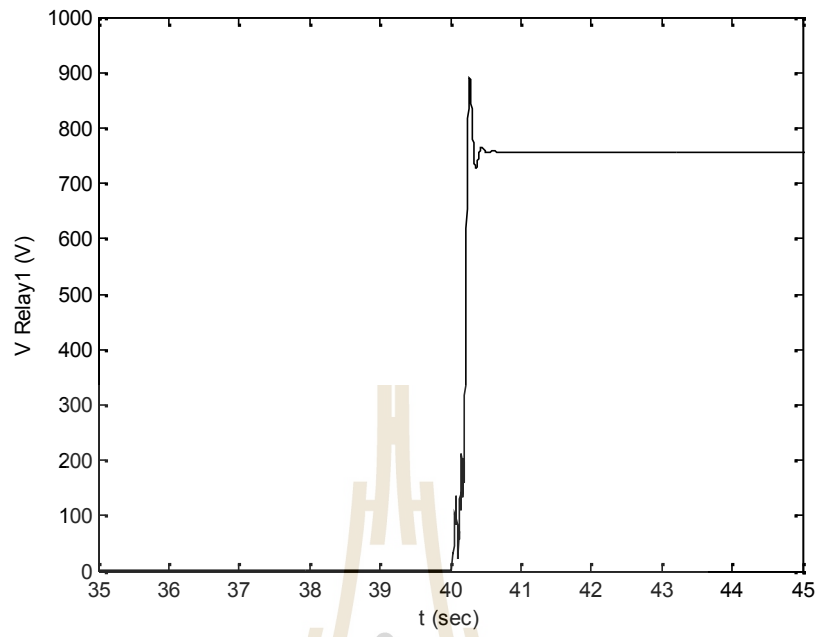
1.45×10^{-4}

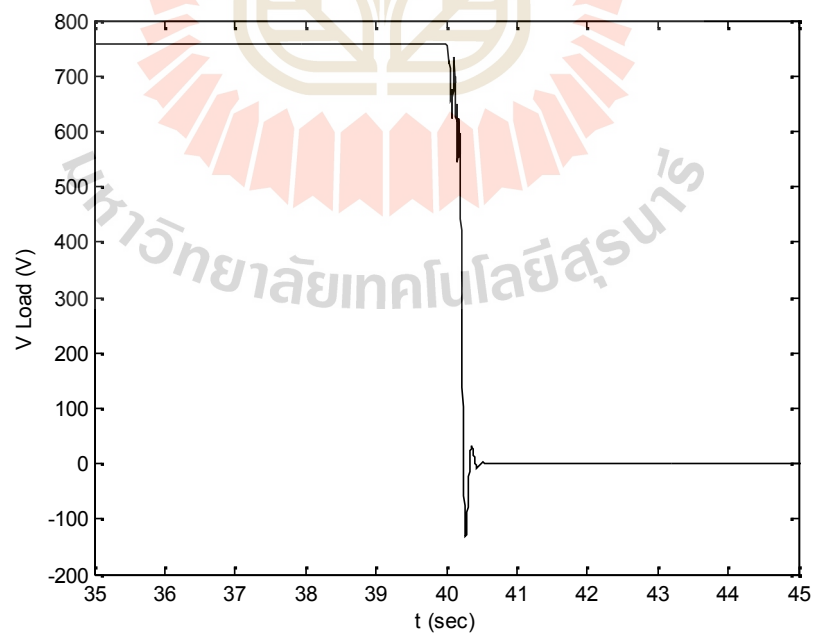
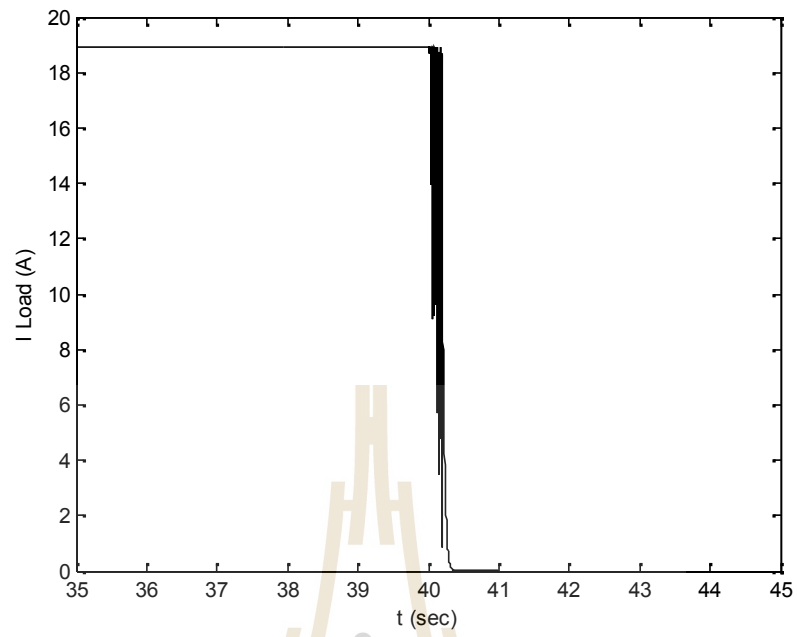
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี







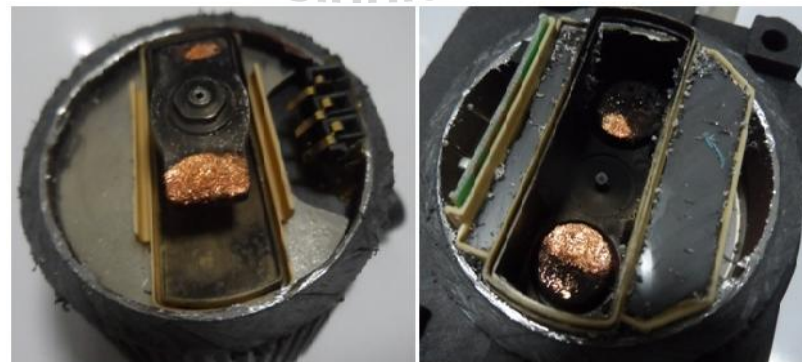
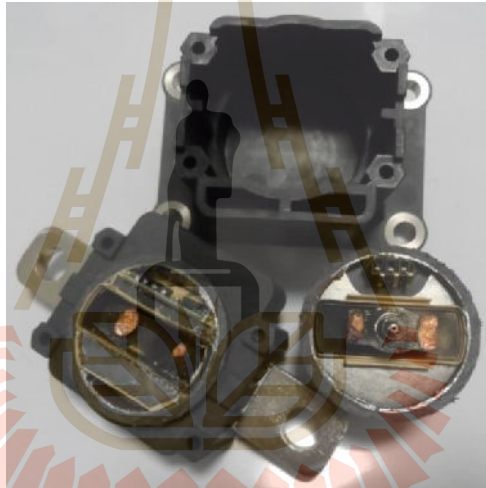




ผลการจำลองสถานการณ์พบว่าเมื่อให้รีเลย์หมายเลข 1 กำลังทำงาน กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสมีค่า 18.93 A จนกระทั่งหยุดนำกระแสที่เวลา 40 วินาที ดังแสดงในรูปที่ 3.36 ขณะที่แรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ขณะทำงานมีค่า 0.189 V และเมื่อรีเลย์หยุดทำงาน แรงดันพุ่งขึ้นไปเป็น 889.5 V ดังแสดงในรูปที่ 3.37 ในส่วนกำลังอาร์คสูงสุดจะเกิดขึ้นในขณะที่หน้าสัมผัสรีเลย์เริ่มเปิดวงจร โดยมีค่าสูงถึง 3,578.9 W ดังแสดงในรูปที่ 3.38 สำหรับกระแสที่ไหลผ่านโหลดจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 ดังแสดงในรูปที่ 3.39 และแรงดันตกคร่อมโหลดมีค่า 756.6 V โวลต์ โดยเมื่อรีเลย์หยุดทำงานแรงดันจะพุ่งลดลงไปค่าสุดที่ -132.1 V ดังแสดงในรูปที่ 3.40

3.3.4 ปัญหาที่เกิดขึ้นในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

ในการนำระบบช่วยเปิดไปใช้งานจริงในการตัดต่อการทำงานระหว่างแบตเตอรี่กับโหลดในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง พบว่าหน้าสัมผัสของรีเลย์หมายเลข 1 และรีเลย์หมายเลข 3 เกิดการอาร์คทำให้หน้าสัมผัสติดกัน โดยรีเลย์ที่ใช้ในการตัดต่อระบบแสดงในรูปที่ 3.41 คือรีเลย์ยี่ห้อ GIGAVAC รุ่น GX46 ซึ่งมีพิกัดแรงดันทำงาน 800 V และกระแส 600 A (www.gigavac.com) หน้าสัมผัสของรีเลย์ที่ได้รับความเสียหายแสดงดังรูปที่ 3.42 และรูปที่ 3.43 จากผลการจำลองสถานการณ์ในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงในหัวข้อนำเสนอที่ 3.3.2 พบว่าในการจำลองสถานการณ์ขณะที่โหลดไม่ทำงานจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 สูงสุด มีค่าเป็น 55 A และกำลังงานที่จะก่อให้เกิดการอาร์คขณะที่รีเลย์เปิดวงจรคือ 2.75 W ซึ่งไม่เกินพิกัดของรีเลย์ ในกรณีนี้จะไม่ส่งผลให้รีเลย์เกิดการอาร์ค ส่วนในการจำลองสถานการณ์ขณะที่โหลดทำงานพบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 มีค่าสูงสุดถึง 18 kA ซึ่งเกินพิกัดกระแสของรีเลย์ และกำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คขณะที่รีเลย์หมายเลข 1 สูงถึง 3.58 kW ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเป็นปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความเสียหายของรีเลย์ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่ารีเลย์ที่ได้รับความเสียหายเกิดจากสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ ค่ากระแสสูงเกินพิกัดของรีเลย์ในช่วงเริ่มต้นการทำงาน และ กำลังที่จะก่อให้เกิดการเกิดอาร์คของรีเลย์ในช่วงหยุดการทำงาน ซึ่งทั้ง 2 สาเหตุจะเกิดในช่วงที่มีโหลดต่ออยู่กับระบบ



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

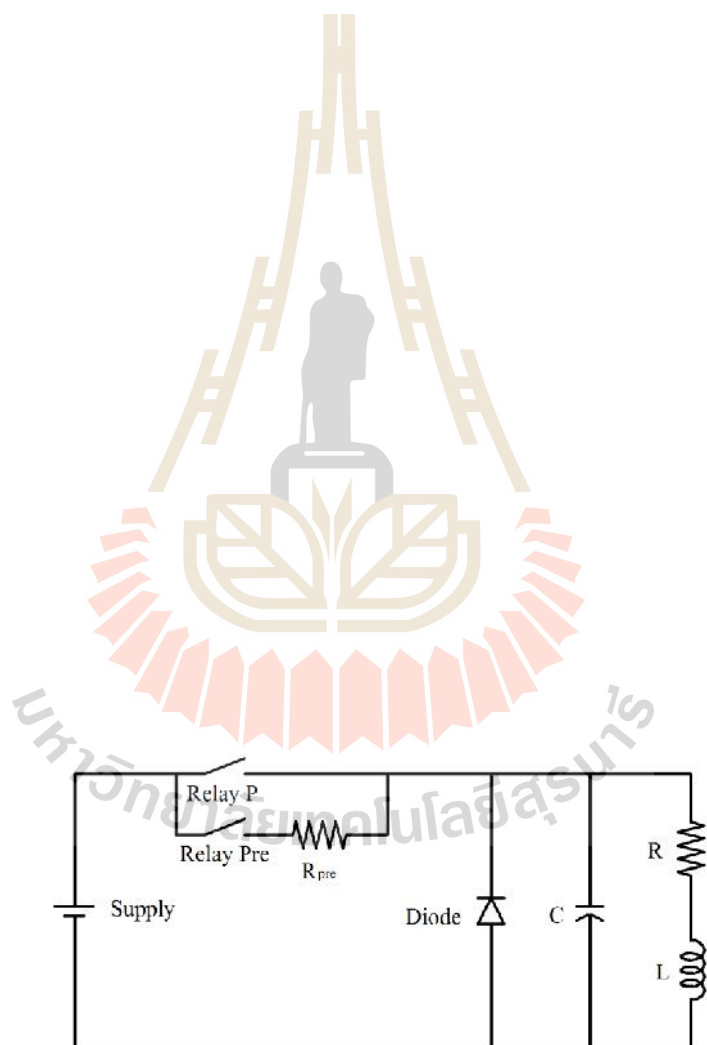
3.4 สรุป

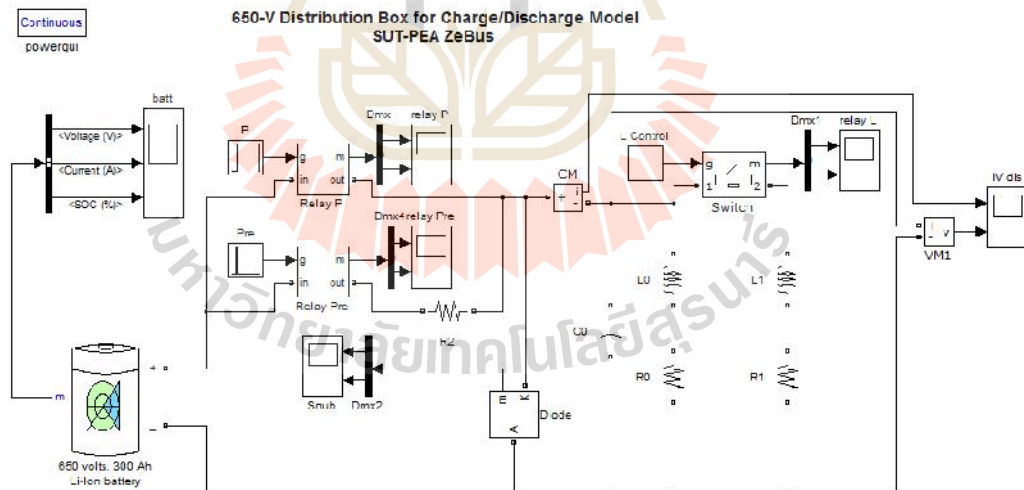
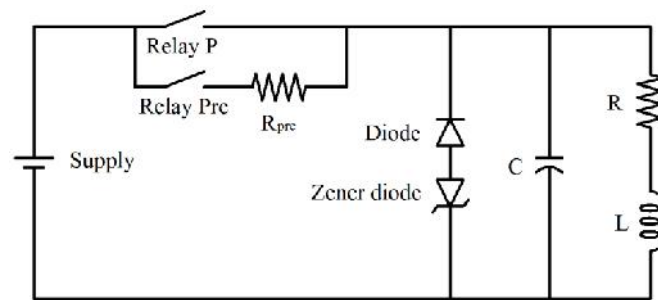
ในบทนี้กล่าวถึงการทำงานของระบบช่วยก่อนที่จะเปิดระบบรดโดยสารไฟฟ้า โดยจะอาศัยรีเลย์ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานทำงานเปิดระบบเป็นอันดับแรกเพื่อลดกระแสกระชาก จากนั้นจึงเปิดระบบตามปกติ ค่าความต้านทานสามารถหาได้จากค่าคงตัวทางเวลาและค่าตัวเก็บประจุที่อยู่ในอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นจึงนำระบบช่วยที่ได้จากการคำนวณมาจำลองการทำงานของระบบรดโดยสารไฟฟ้าในสถานการณ์ต่างๆ เพื่อหาสาเหตุของการเกิดอาร์ค โดยในการจำลองสถานการณ์จะแบ่งการจำลองออกเป็นช่วงที่เปิดครและช่วงที่ปิดคร และยังแยกพิจารณาอีก 4 กรณี คือ กรณีที่โหลดหยุดทำงานไม่พิจารณาผลของการอาร์ค กรณีที่โหลดหยุดทำงานโดยพิจารณาผลของการอาร์คร่วมด้วย กรณีที่โหลดทำงานไม่พิจารณาผลของการอาร์ค และกรณีที่โหลดทำงานพิจารณาผลของการอาร์คร่วมด้วย

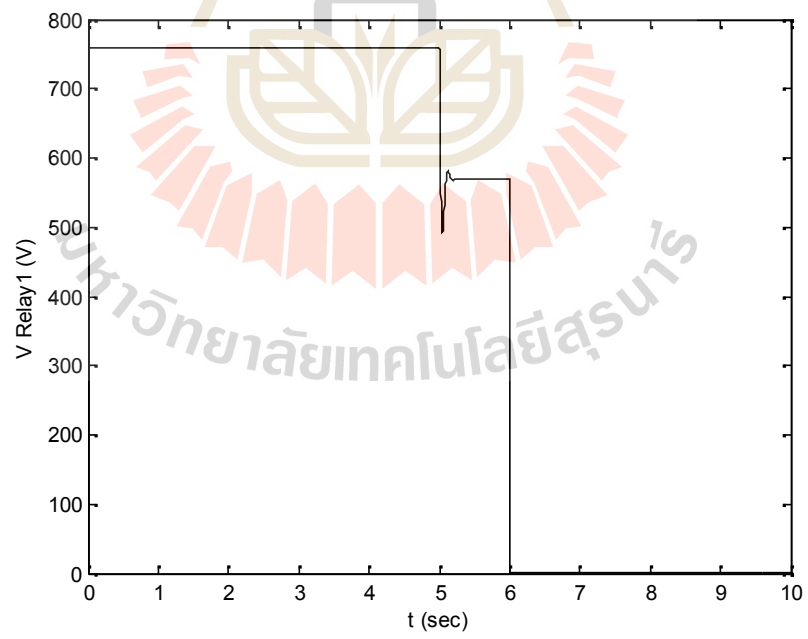
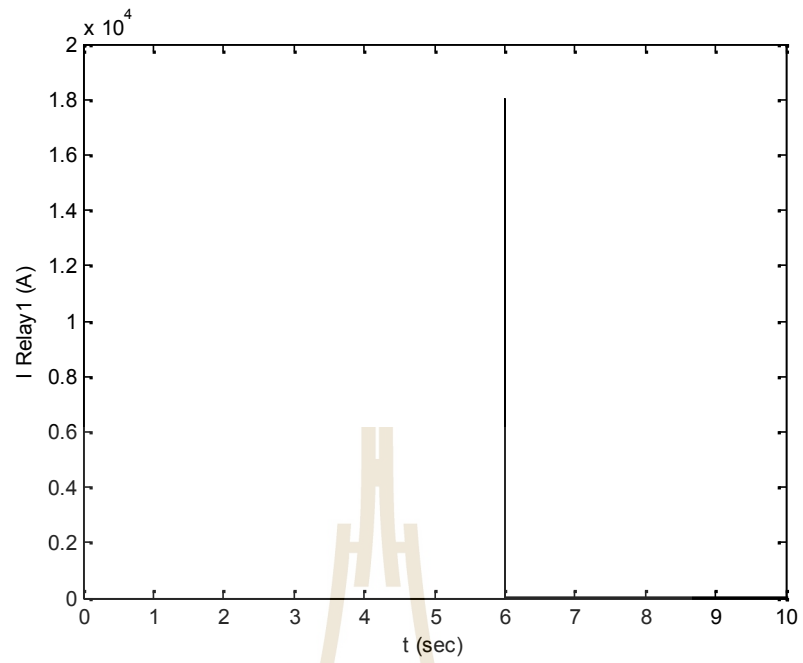
ในการจำลองช่วงเปิดระบบขณะโหลดไม่ทำงานอยู่กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 มีค่า 55 A ซึ่งต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของรีเลย์ นั่นหมายความว่าในกรณีนี้จะไม่ส่งผลให้รีเลย์เกิดการอาร์ค และในช่วงปิดระบบมีกำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คมีค่าเพียง 2.755 W ซึ่งน้อยมากไม่เพียงพอที่จะก่อให้เกิดการอาร์ค นอกจากนี้ยังสังเกตว่าไม่มีแรงดันกระชากเกิดขึ้นที่หน้าสัมผัสรีเลย์ ในการจำลองช่วงเปิดระบบขณะโหลดกำลังทำงานพบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 มีค่าสูงมากถึง 1.8 kA ซึ่งเกินพิกัดกระแสสูงสุดของรีเลย์ที่นำมาใช้ โดยรีเลย์ที่นำมาใช้มีค่ากระแสพิกัด 600 A ซึ่งน่าจะเป็นปัจจัยที่ก่อให้เกิดการอาร์ค และในช่วงปิดระบบมีกำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คมีค่าสูงถึง 3.58 kW ซึ่งสูงมากเพียงพอที่จะก่อให้เกิดการอาร์คได้ นอกจากนี้ยังสังเกตว่าจะมีแรงดันกระชากเกิดขึ้นที่หน้าสัมผัสรีเลย์ขณะที่หน้าสัมผัสเปิดวงจรด้วย โดยกรณีที่ไม่พิจารณาผลการอาร์คมีค่าสูงถึง 1.14 kV และกรณีพิจารณาผลการอาร์คแรงดันตกคร่อมรีเลย์มีค่า 889.5 V ซึ่งเกินพิกัดของรีเลย์ที่นำมาใช้ โดยรีเลย์ที่นำมาใช้มีค่าแรงดันพิกัด 800 V

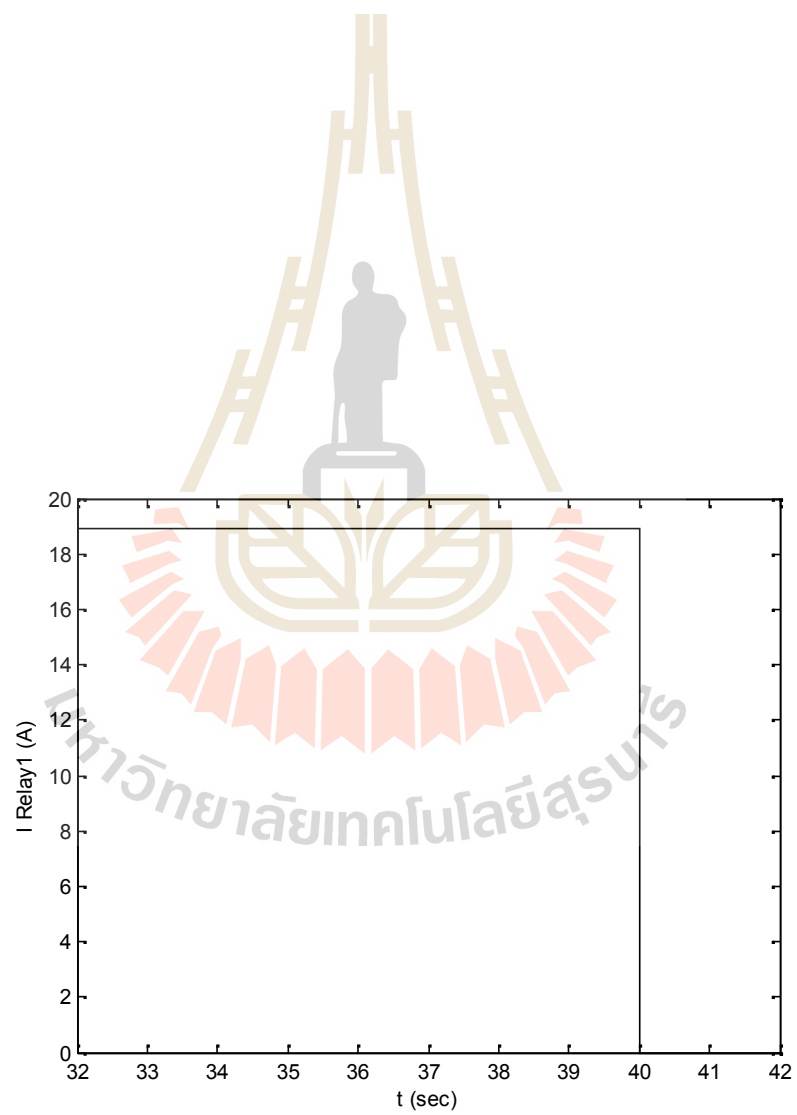
สำหรับรีเลย์หมายเลข 2 เมื่อเริ่มทำงานไม่ว่าโหลดหยุดทำงานหรือโหลดกำลังทำงานจะพบว่ามีกระแสสูงสุดเพียง 6.33 A และกำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คขณะโหลดกำลังทำงานมีค่าต่ำเพียง 7.5×10^{-5} W ซึ่งน้อยมากไม่เพียงพอที่จะเกิดการอาร์ค ซึ่งสอดคล้องกับในทางปฏิบัติที่ไม่เกิดปัญหาเช่นเดียวกัน

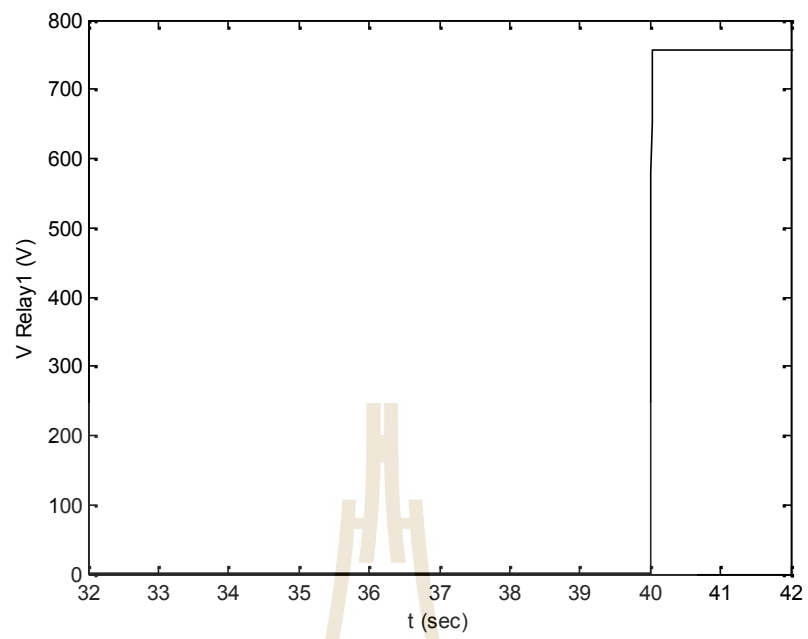
ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความเสียหายของรีเลย์หมายเลข 1 น่าจะมีสาเหตุหลักมาจากค่ากระแสสูงเกินพิกัดของรีเลย์ในช่วงเริ่มต้นการทำงาน แรงดันตกคร่อมรีเลย์มีค่าสูงเกินพิกัดของรีเลย์ในช่วงหยุดการทำงาน และกำลังการเกิดอาร์คของรีเลย์ในช่วงหยุดการทำงาน โดยจะเกิดในขณะที่โหลดกำลังทำงาน ซึ่งสอดคล้องกับในทางปฏิบัติที่มีอุปกรณ์บางอย่างในรดโดยสารไฟฟ้ากำลังทำงานอยู่

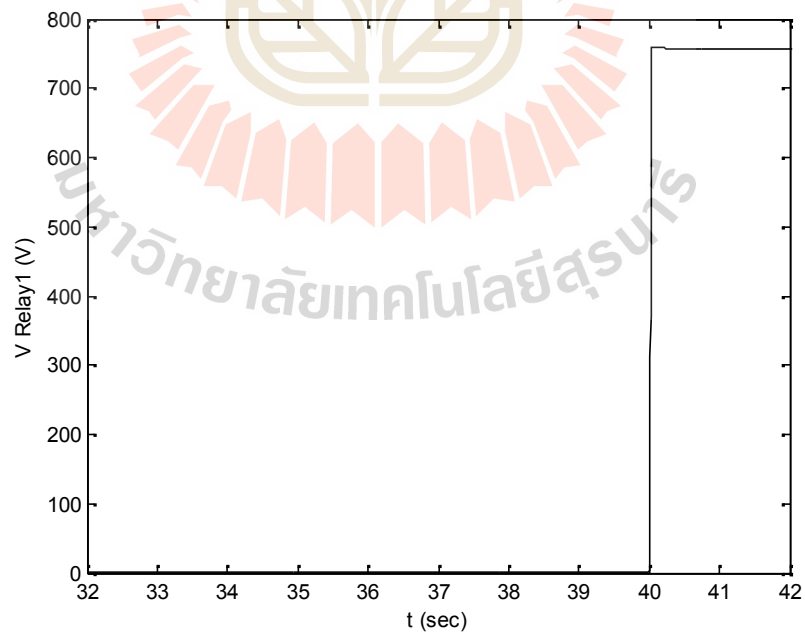
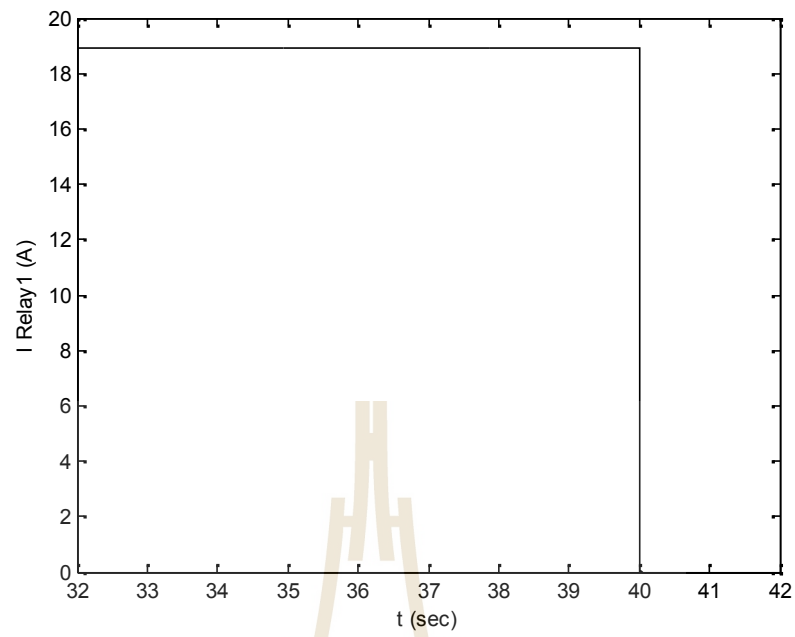


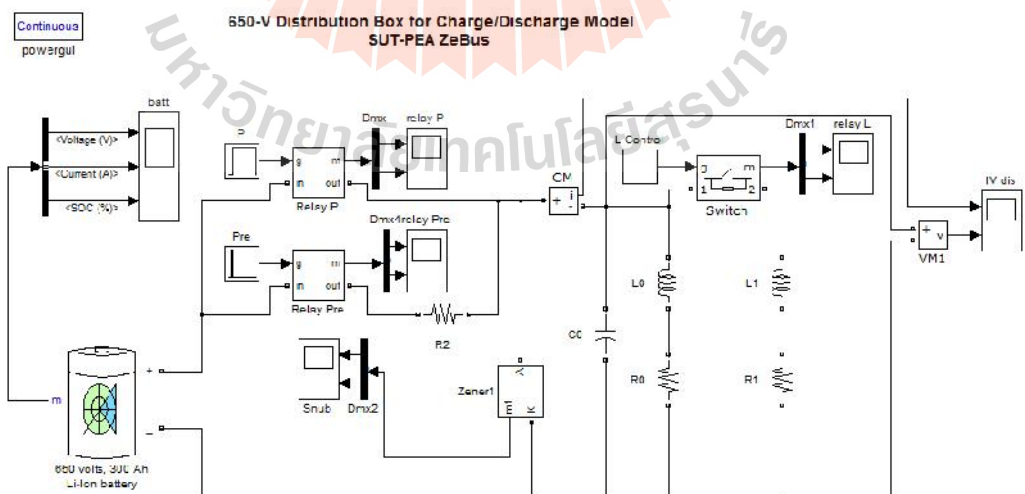
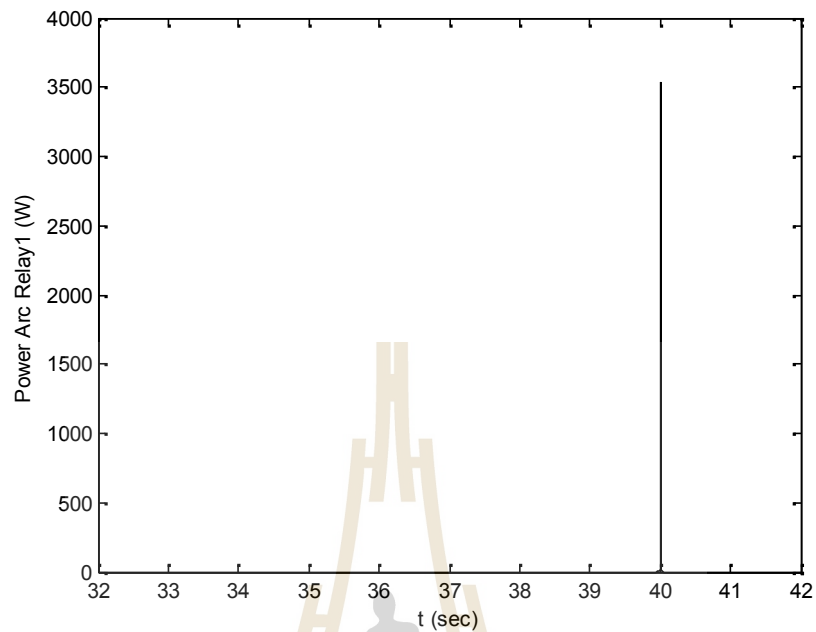


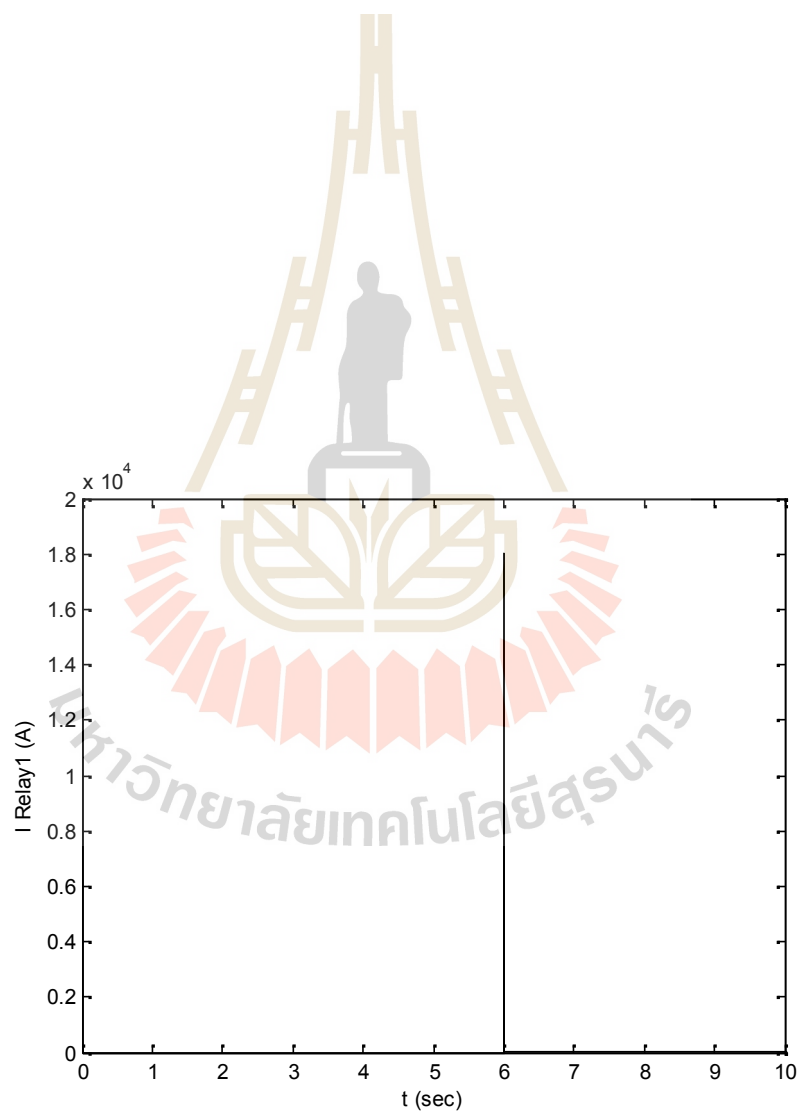


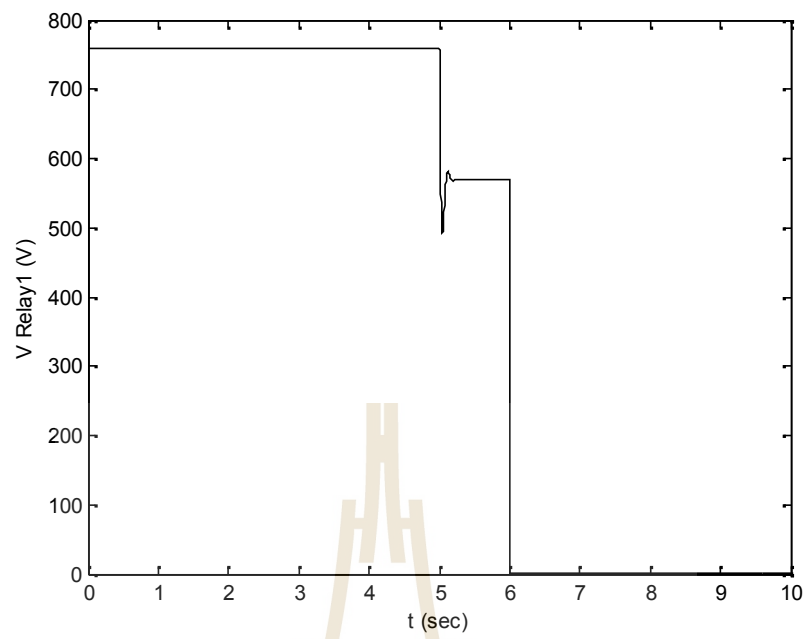


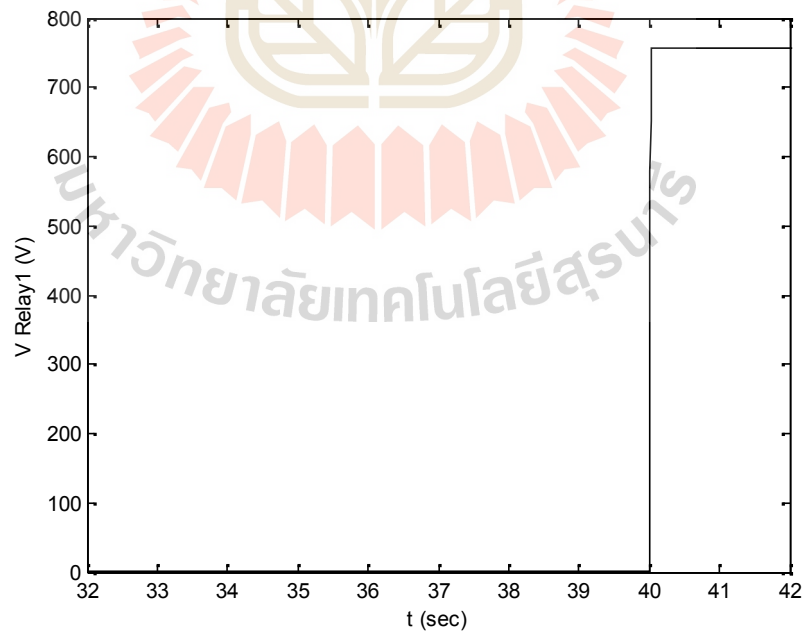
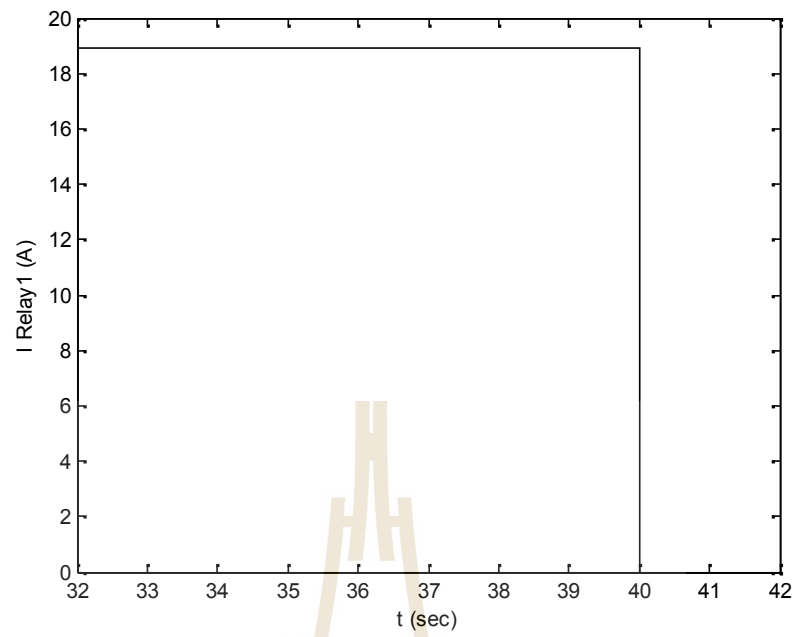


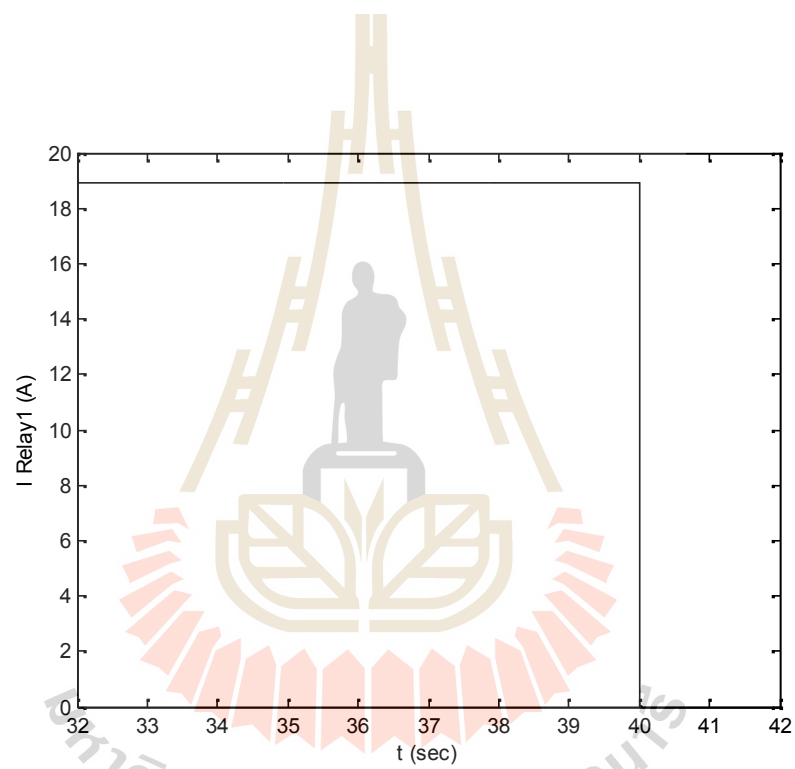


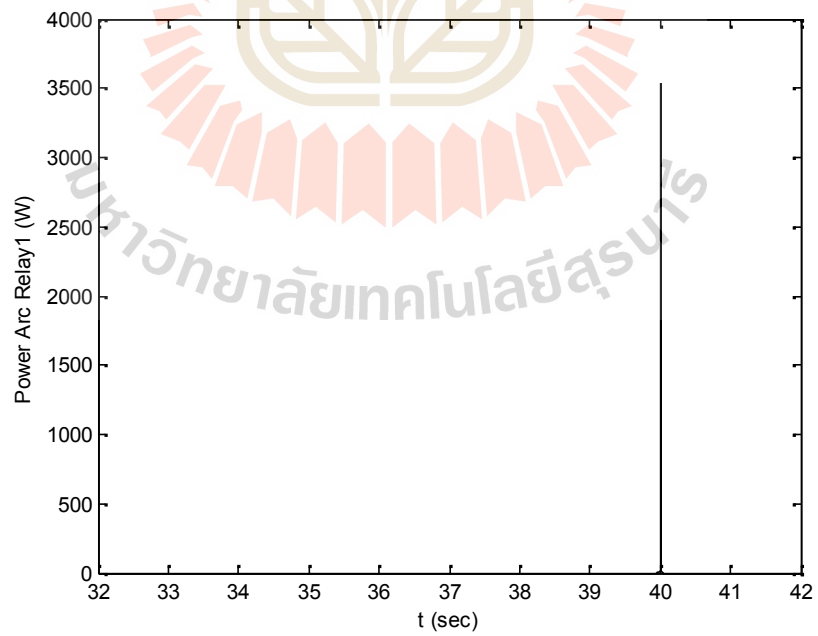
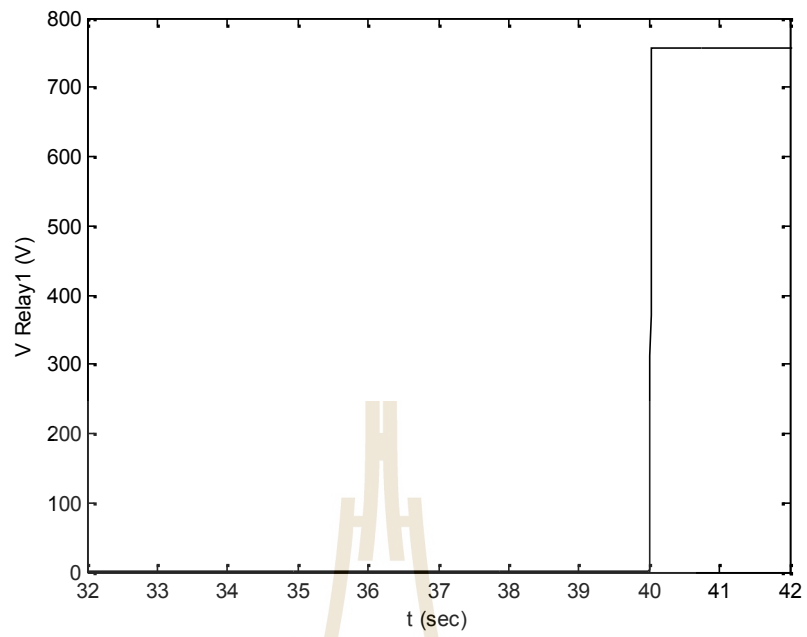


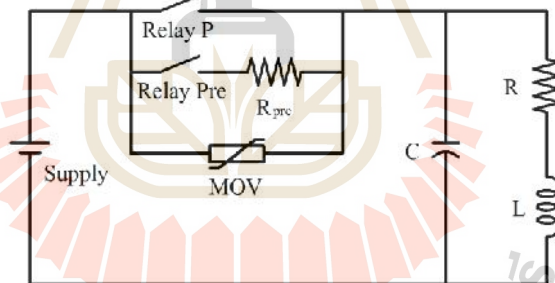
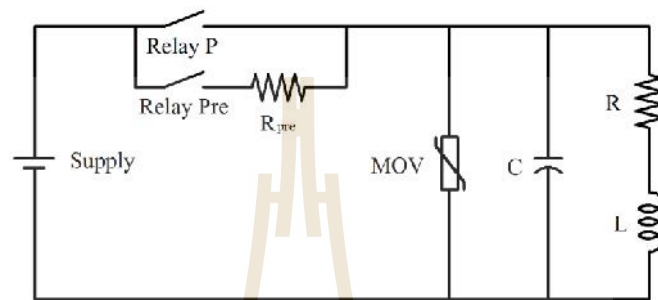








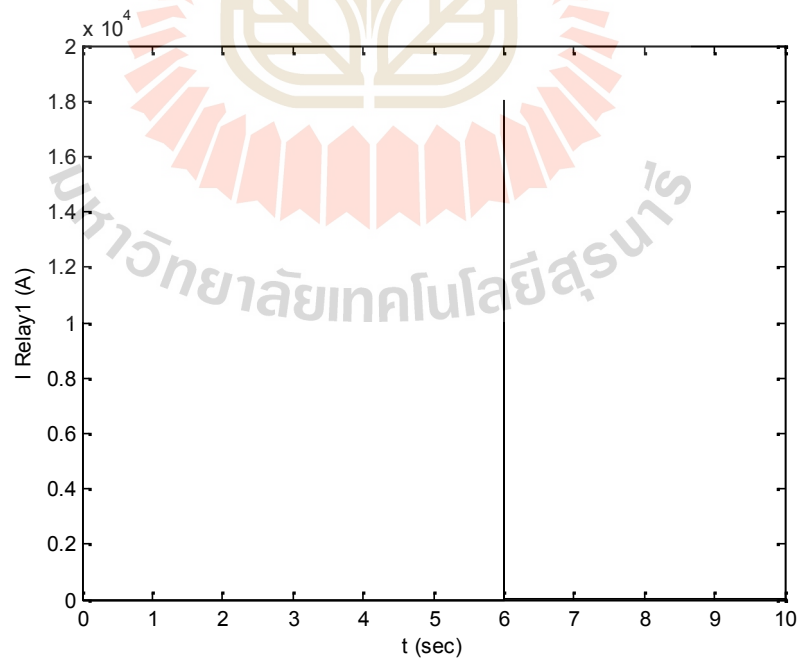
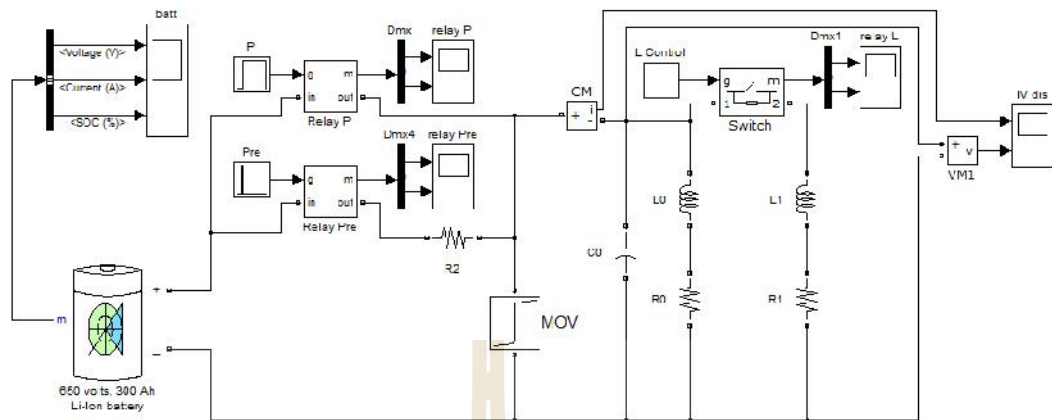


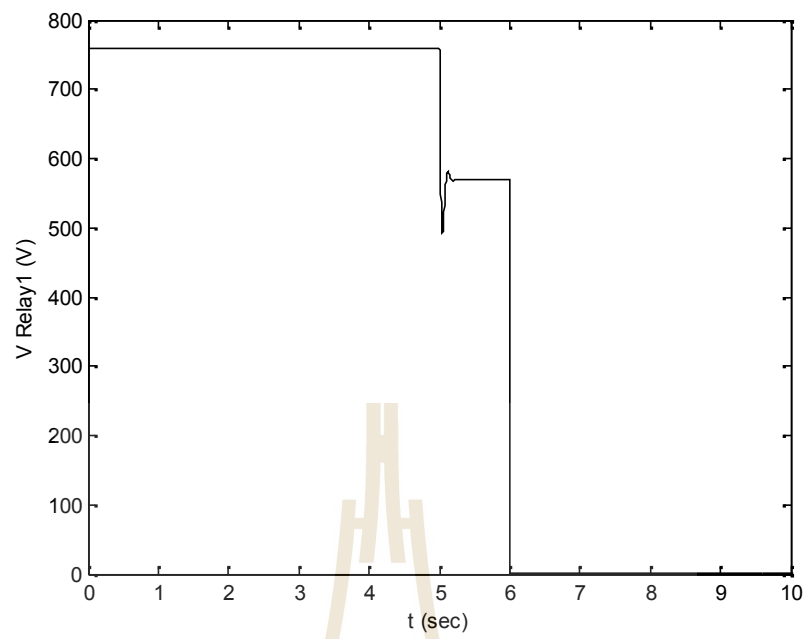


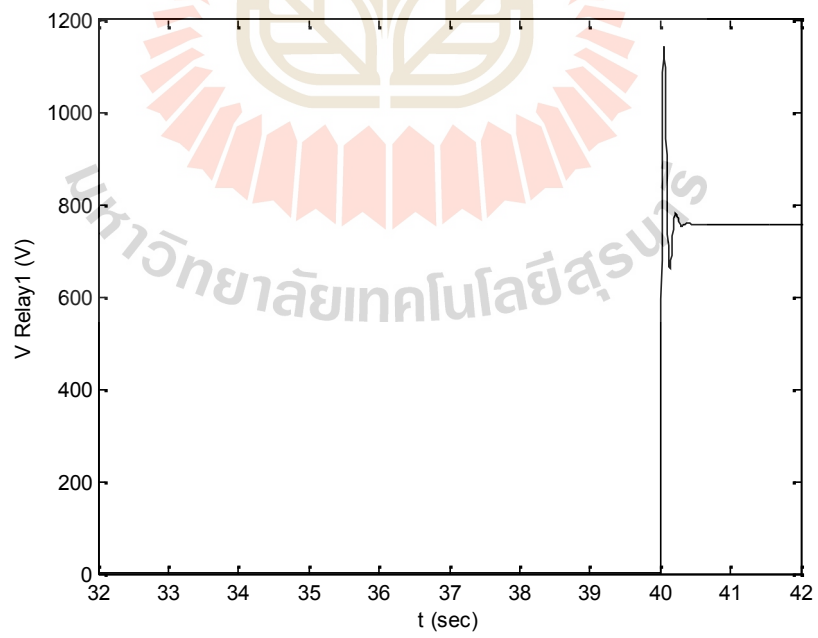
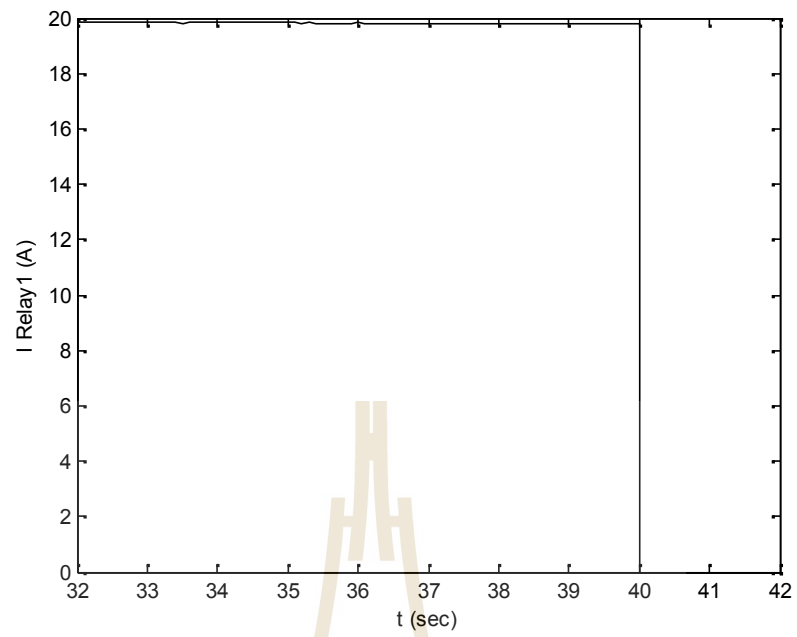
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

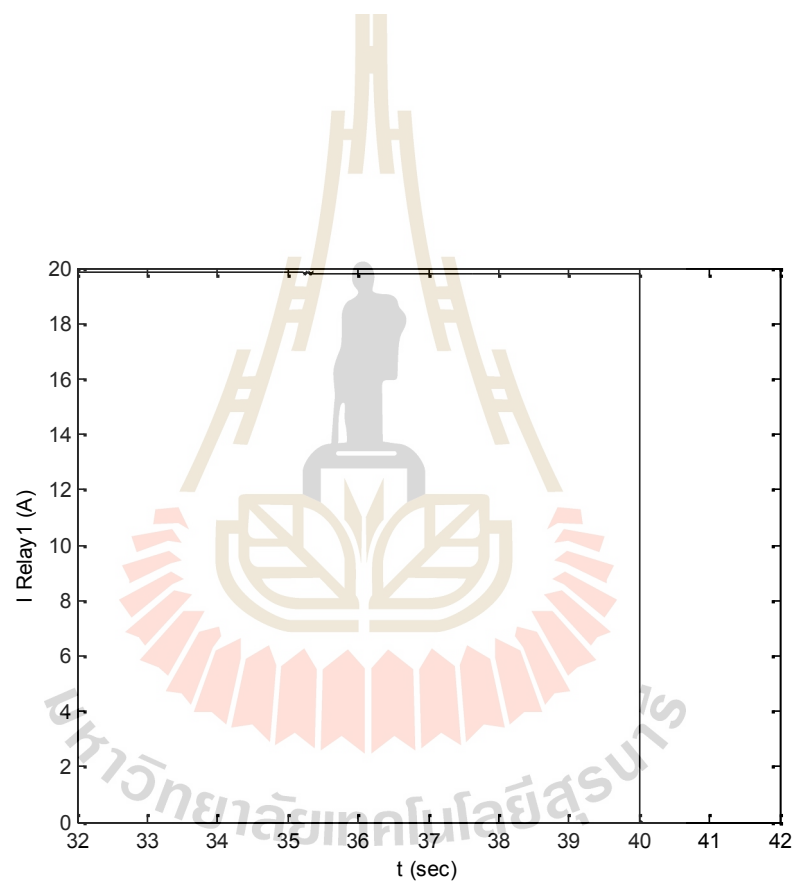
Continuous
powergui

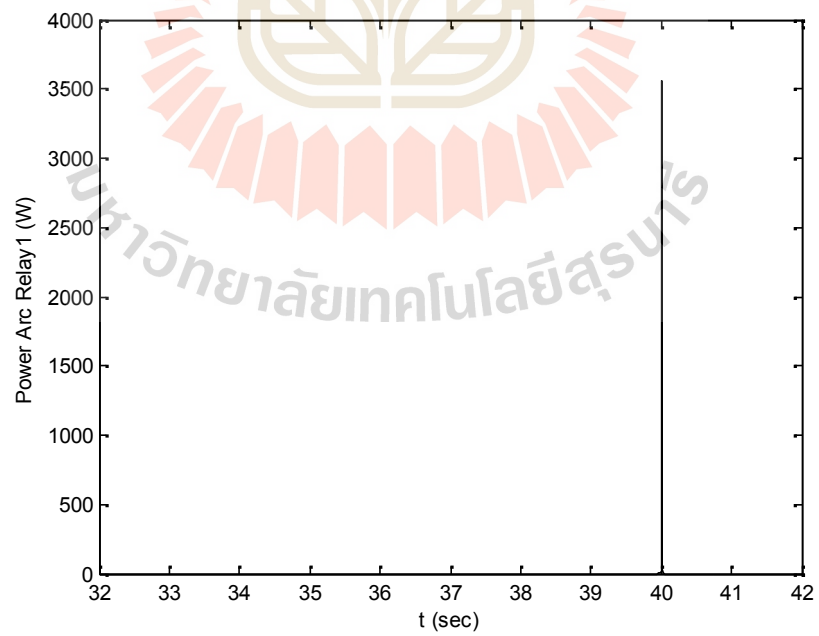
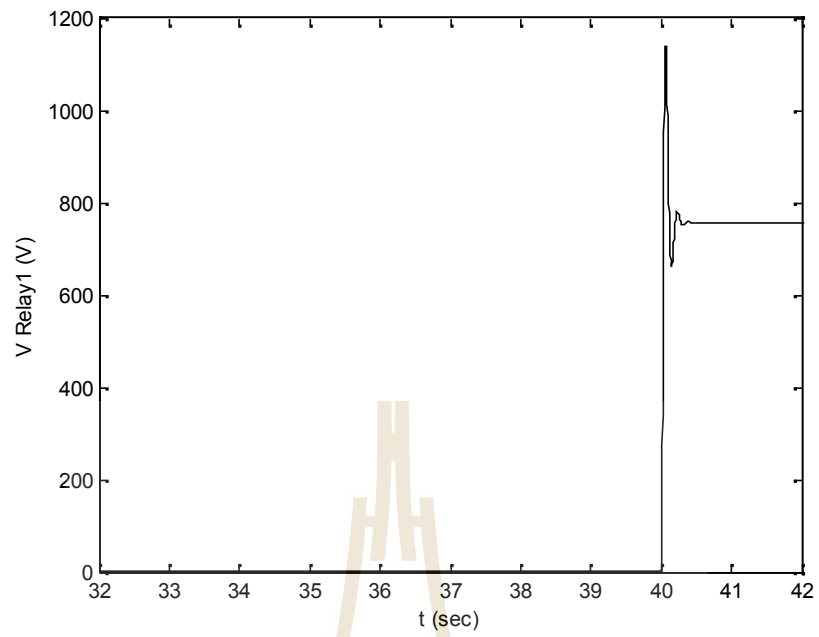
650-V Distribution Box for Charge/Discharge Model SUT-PEA ZeBus





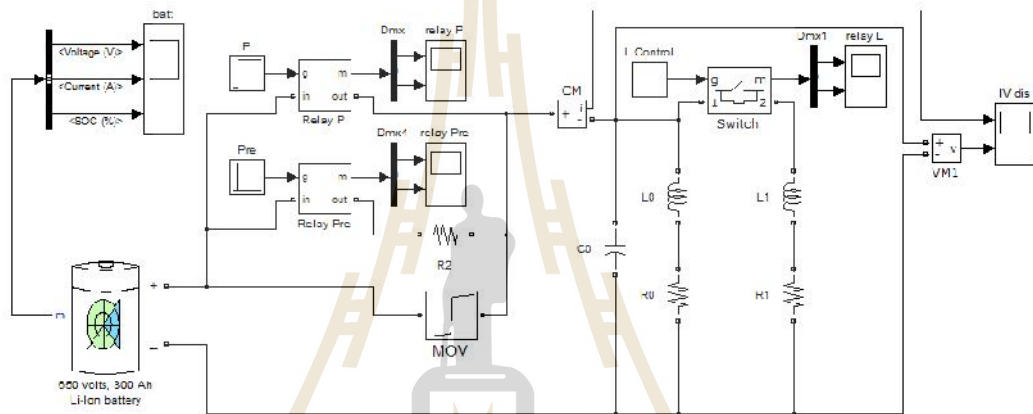




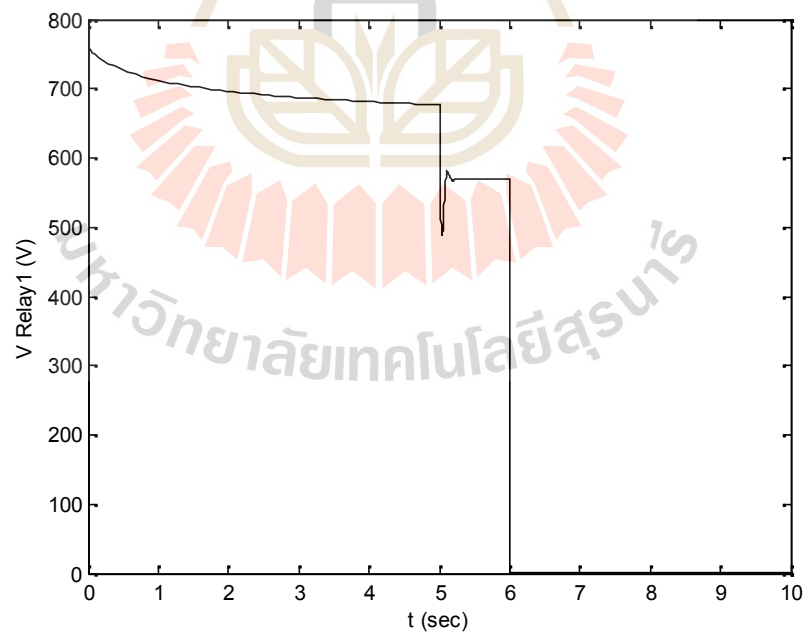
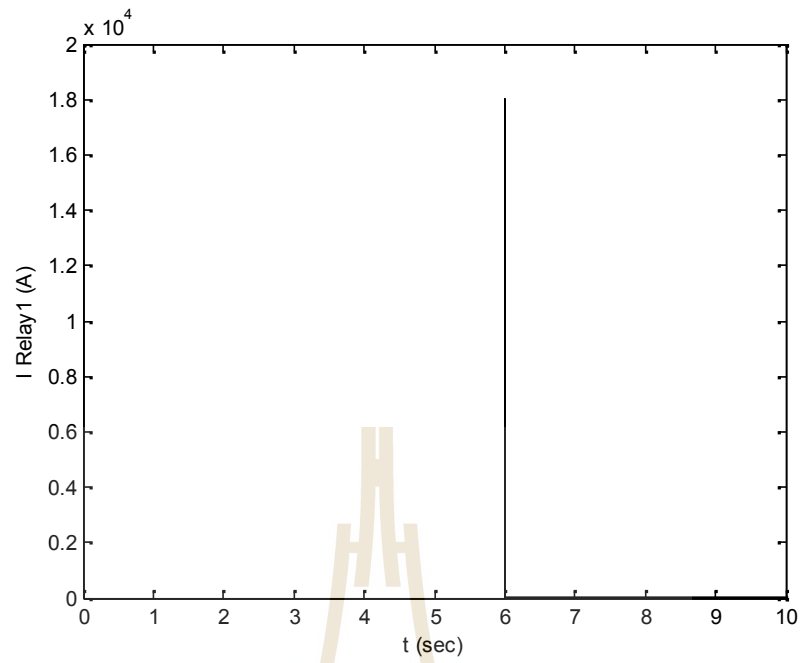


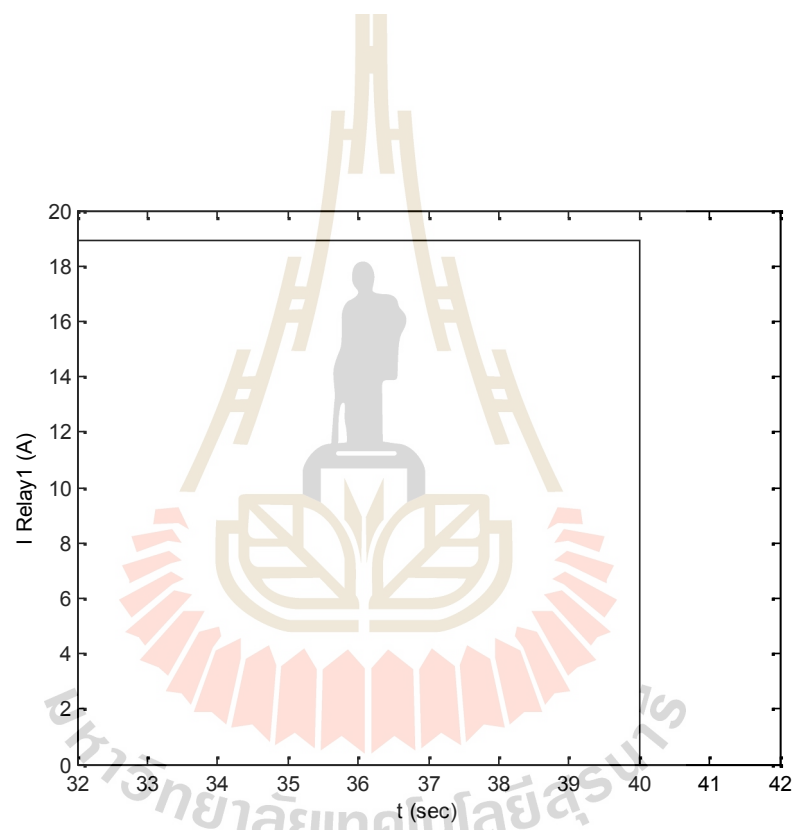
Continuous
powergui

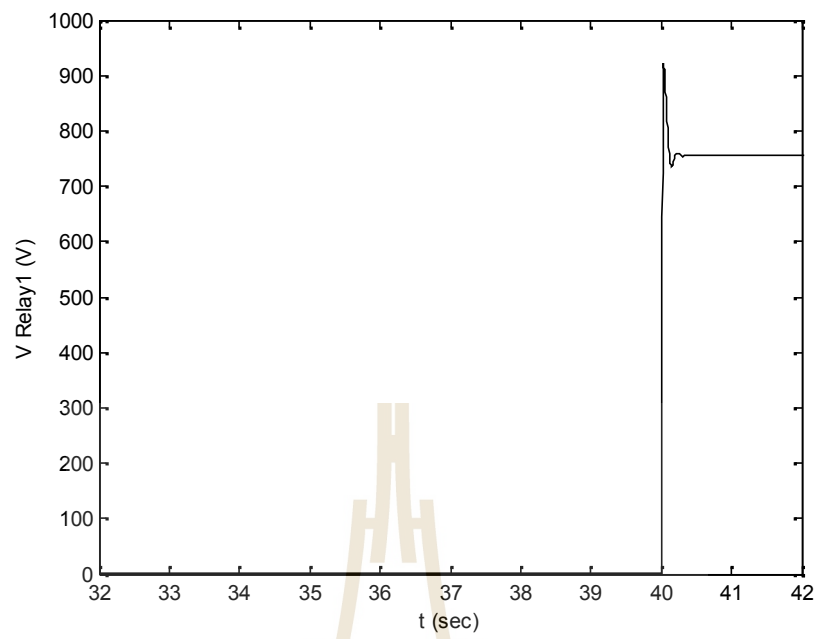
650-V Distribution Box for Charge/Discharge Model SUT-PEA ZeBus

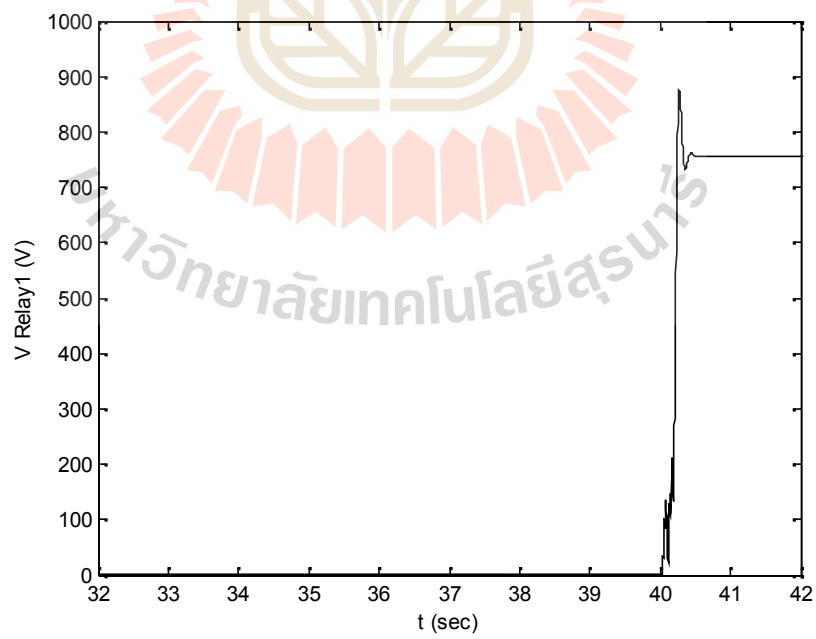
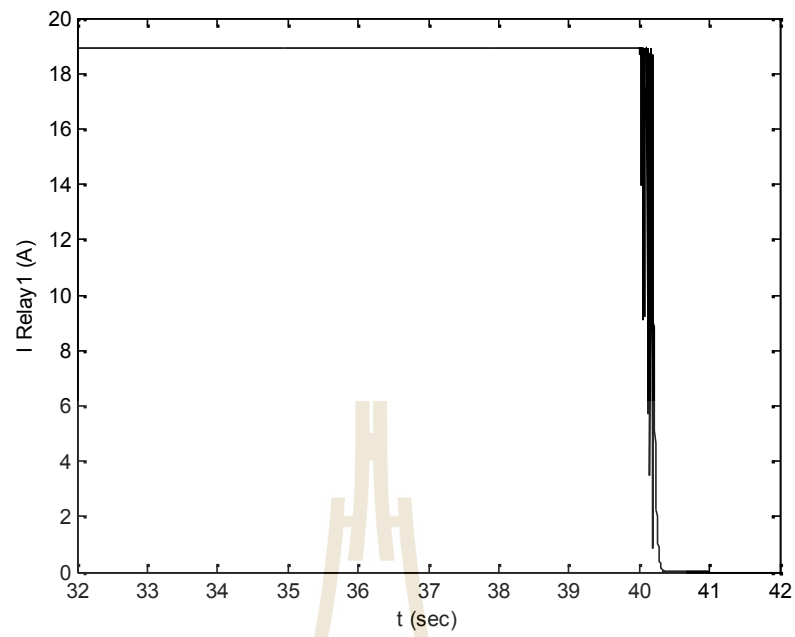


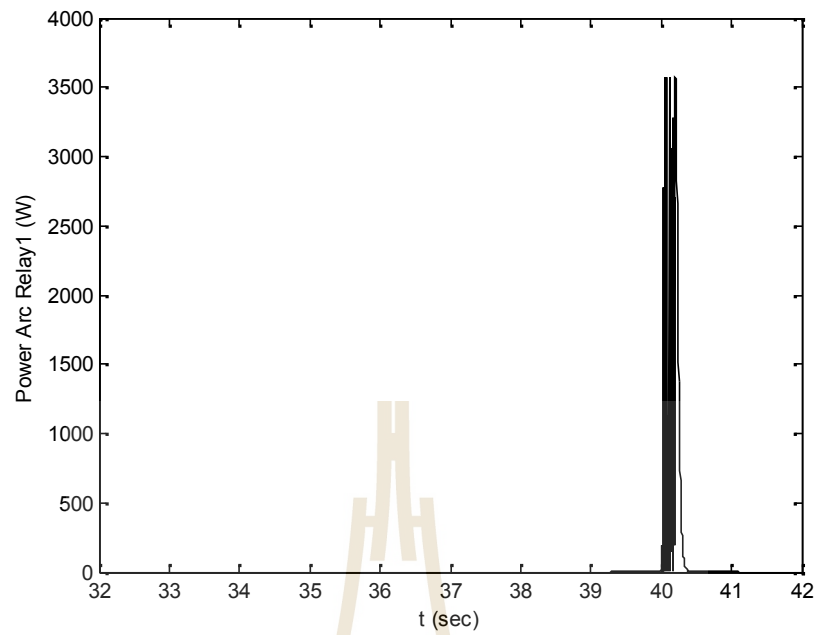
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี











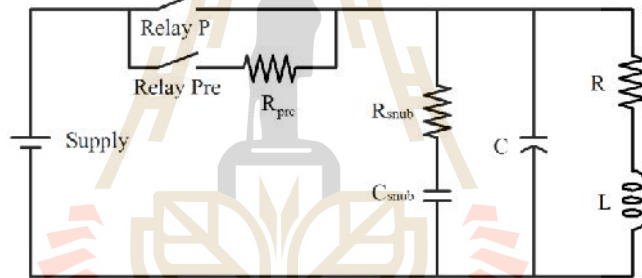
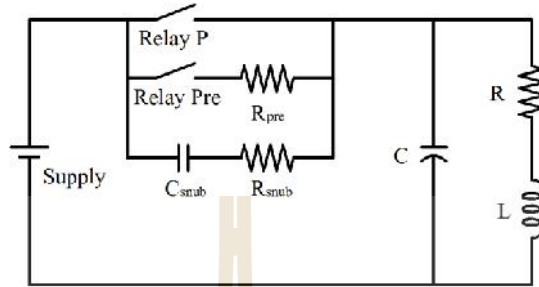
$$s^2 + \frac{R + R_{snub}}{L} s + \frac{1}{LC_{snub}} = s^2 + 2\zeta \tilde{S}_n s + \tilde{S}_n^2$$

$$\tilde{S}_n = \frac{1}{\sqrt{LC_{snub}}}$$

$$\zeta = \frac{R + R_{snub}}{2} \sqrt{\frac{C_{snub}}{L}}$$

\check{S}_n

\angle

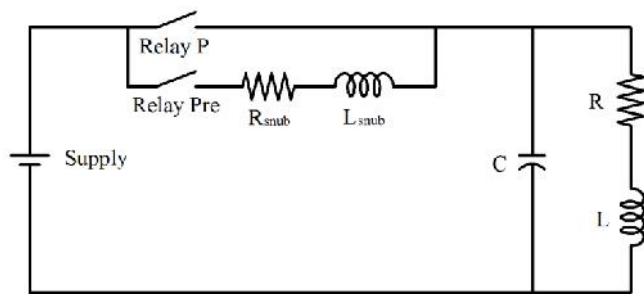


มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

$$s^2 + \frac{R_{snub}}{L_{snub}}s + \frac{1}{L_{snub}C} = s^2 + 2\angle\check{S}_n s + \check{S}_n^2$$

$$\check{S}_n = \frac{1}{\sqrt{L_{snub}C}}$$

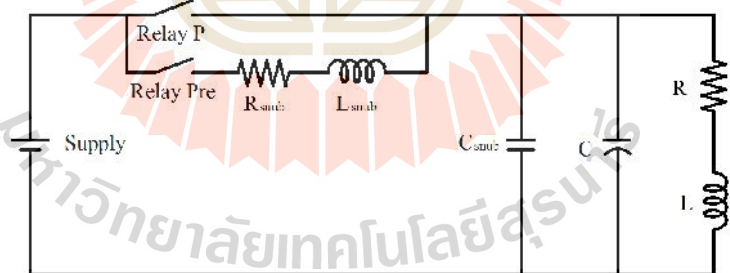
$$\angle = \frac{R_{snub}}{2} \sqrt{\frac{C}{L_{snub}}}$$

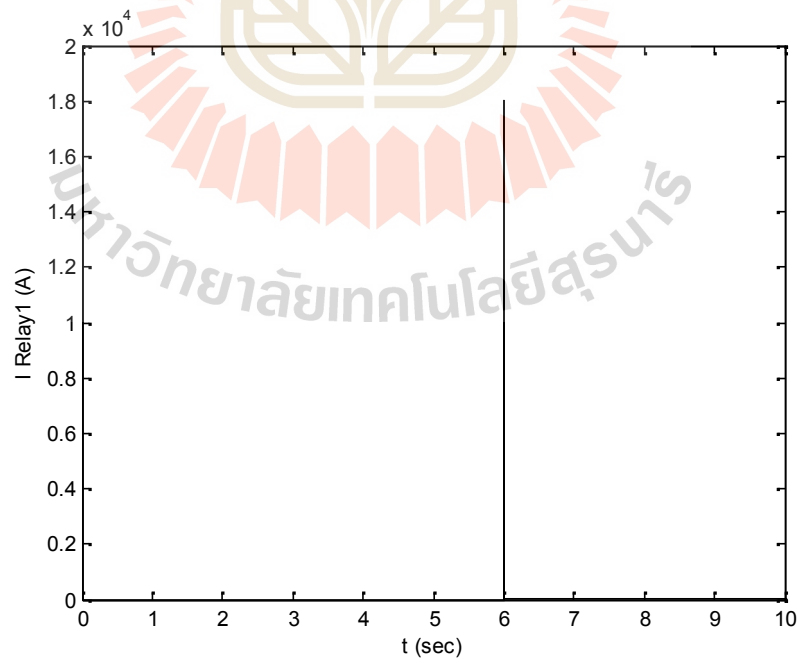
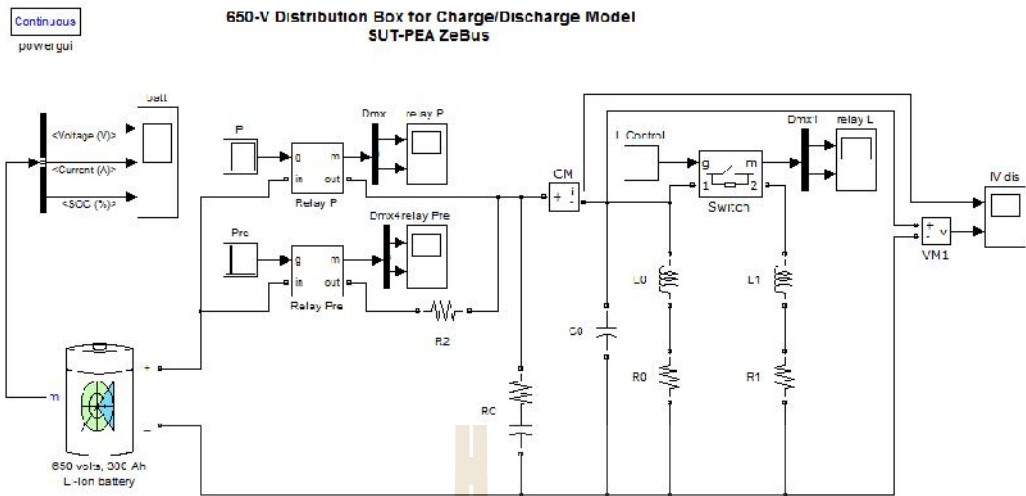


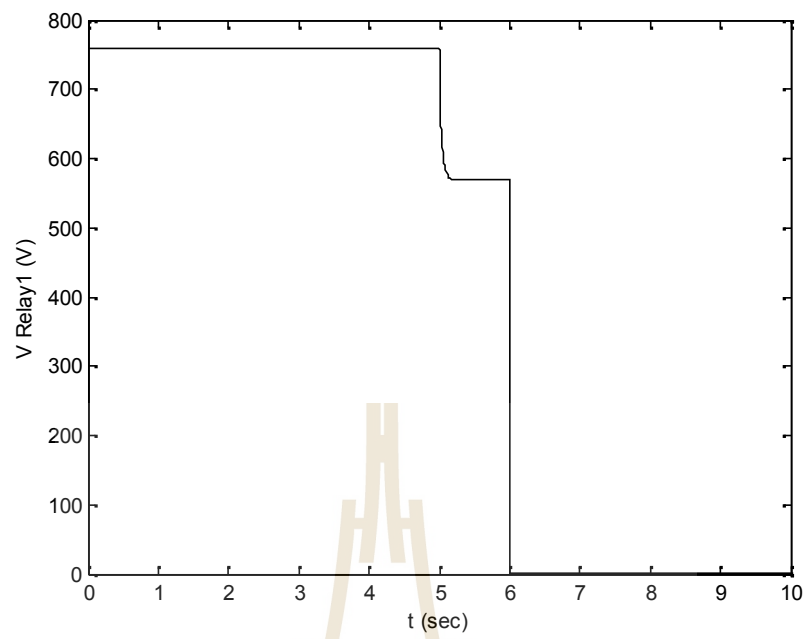
$$s^2 + \frac{R_{snub}}{L_{snub}}s + \frac{1}{L_{snub}(C + C_{snub})} = s^2 + 2\zeta\tilde{S}_n s + \tilde{S}_n^2$$

$$\tilde{S}_n = \frac{1}{\sqrt{L_{snub}(C + C_{snub})}}$$

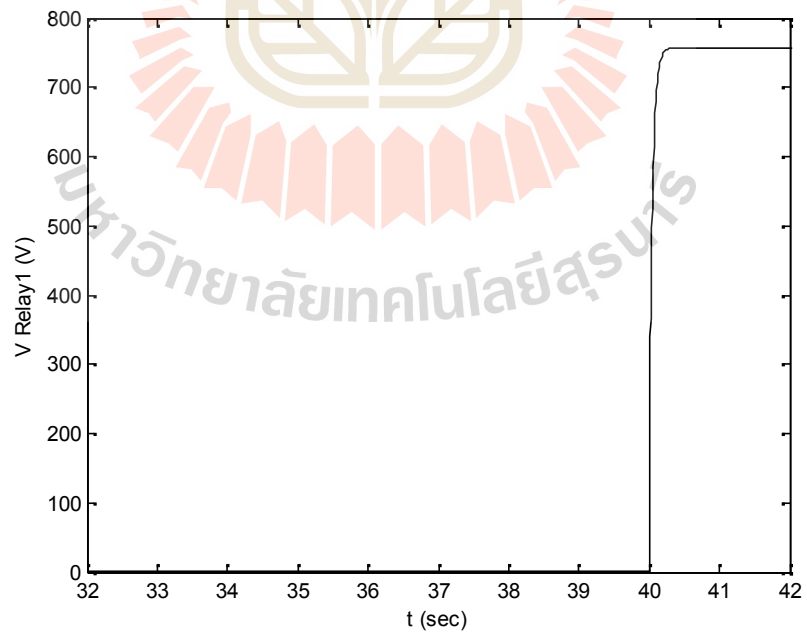
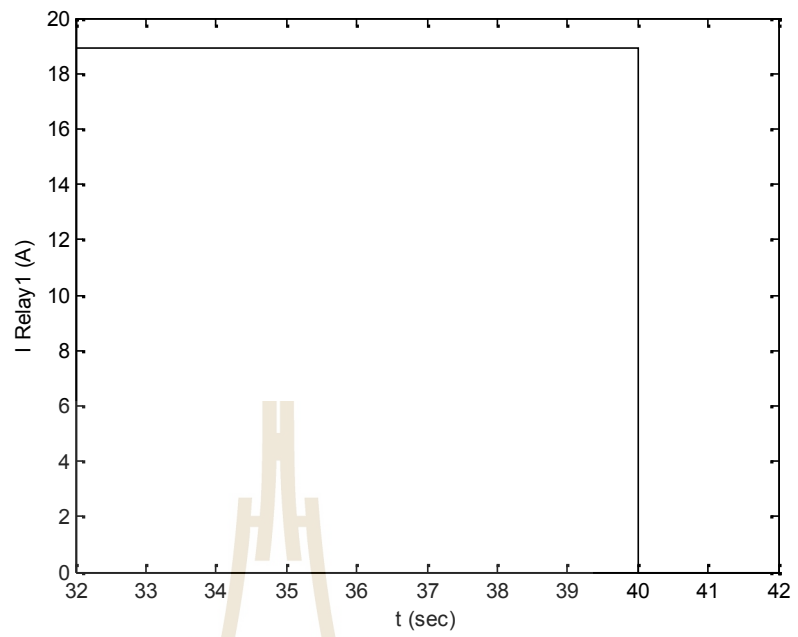
$$\zeta = \frac{R_{snub}}{2} \sqrt{\frac{C + C_{snub}}{L_{snub}}}$$

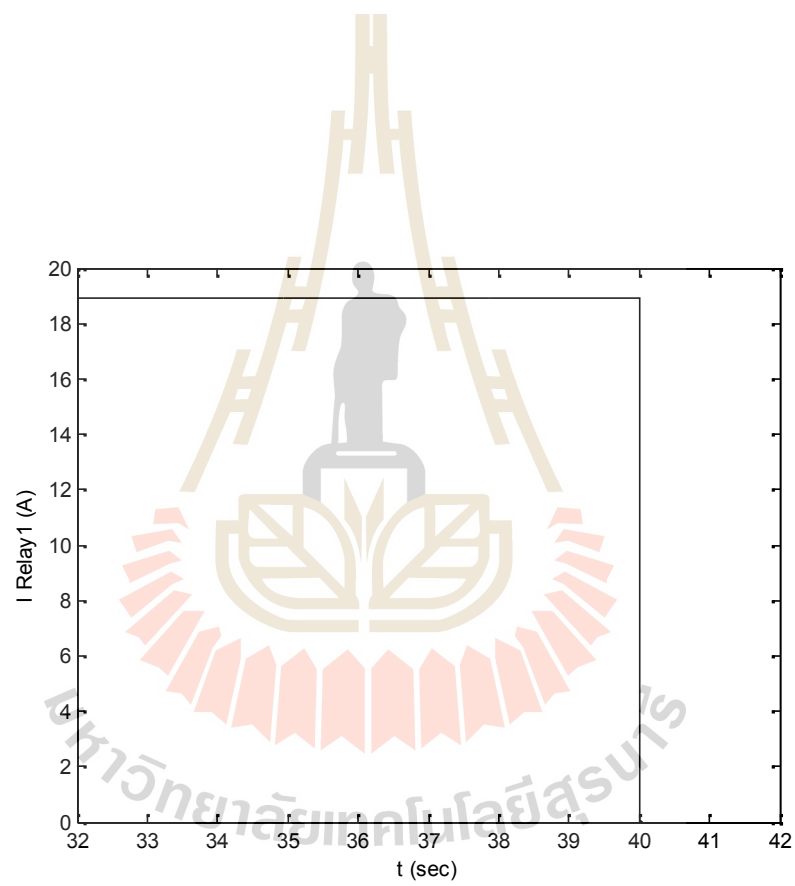


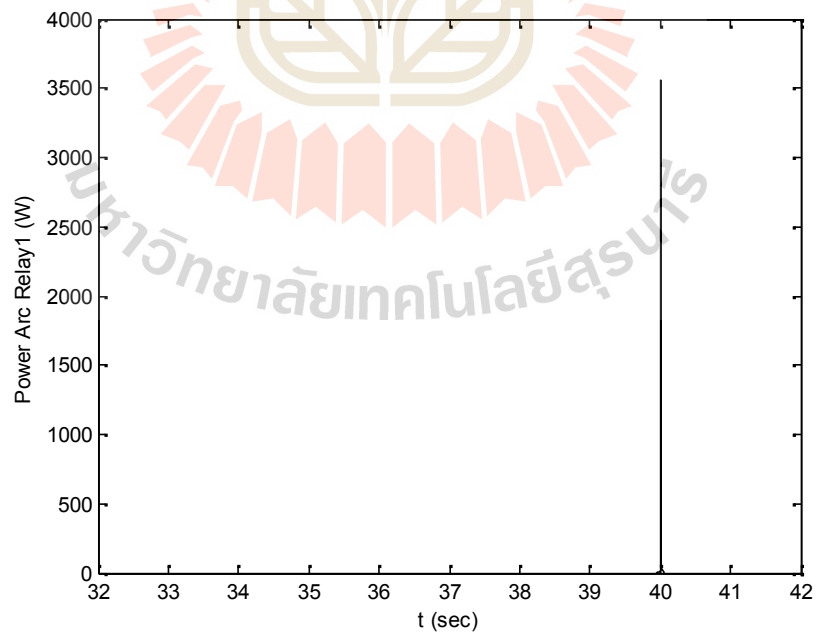
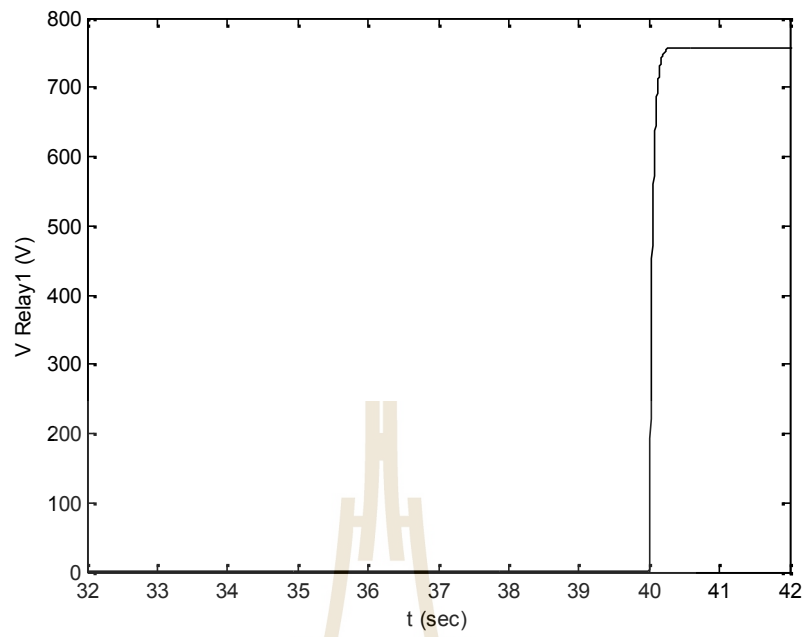




มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

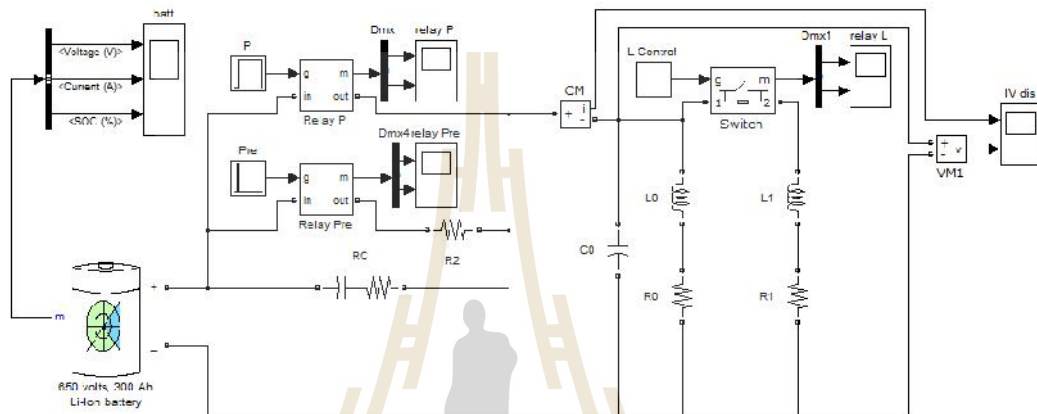




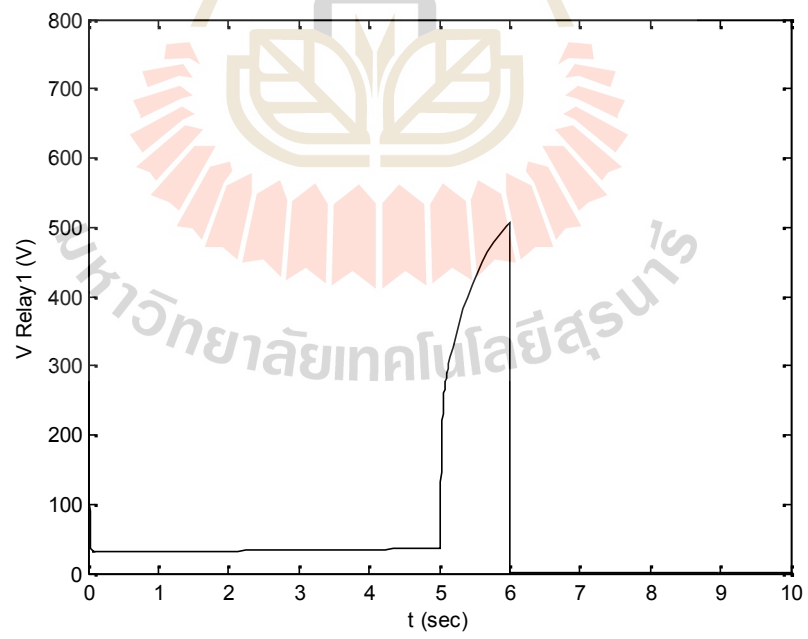
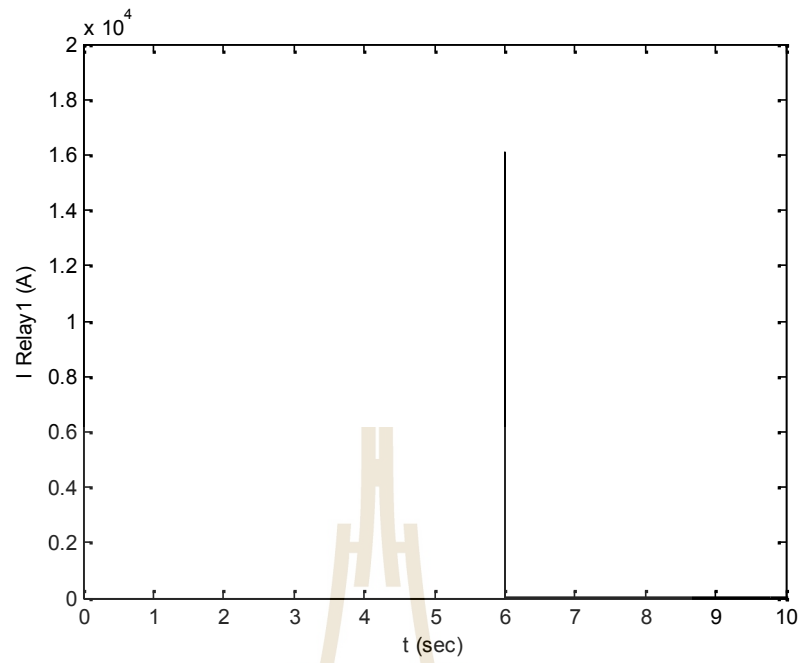


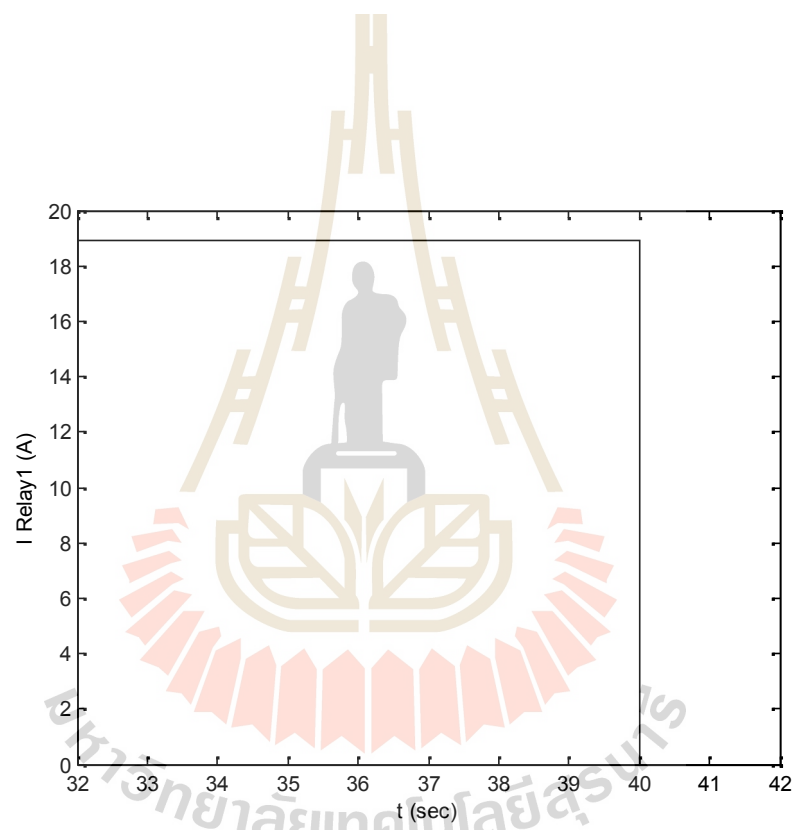
Continuous
powergui

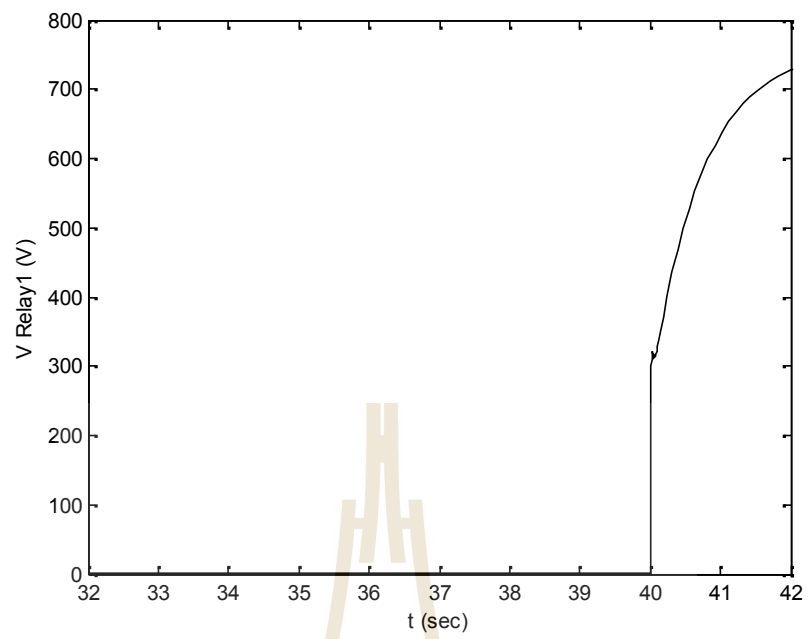
650-V Distribution Box for Charge/Discharge Model
SUT-PEA ZeBus

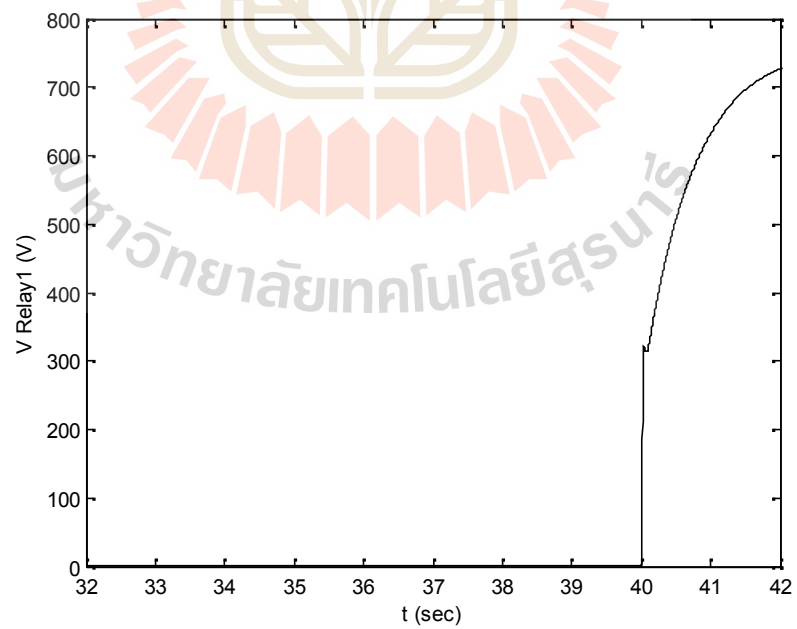
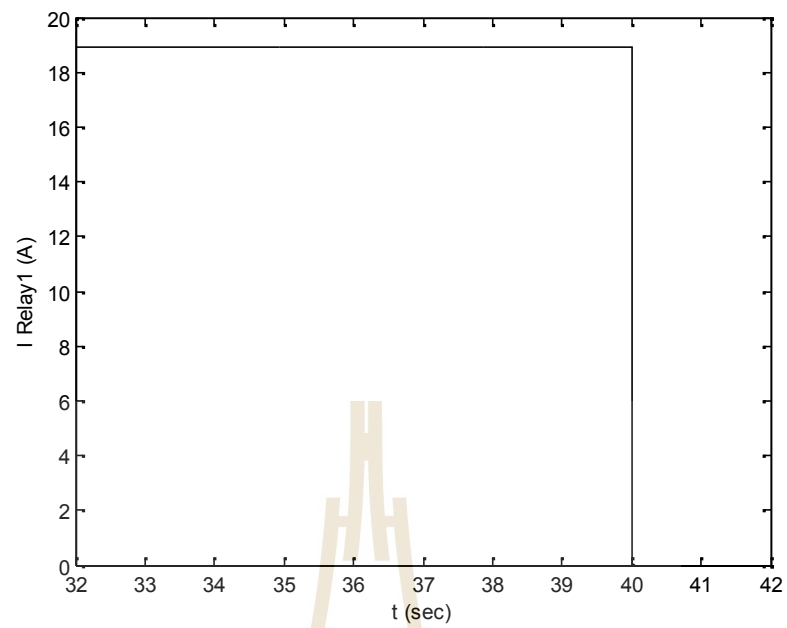


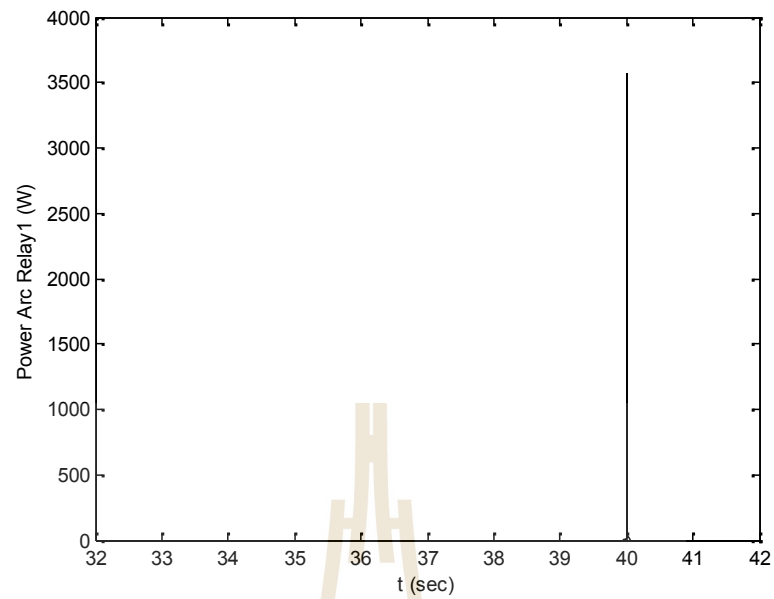
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี





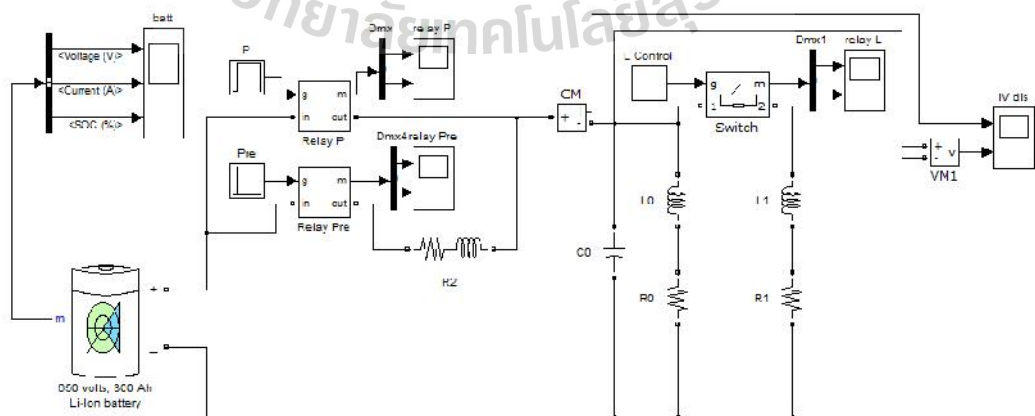


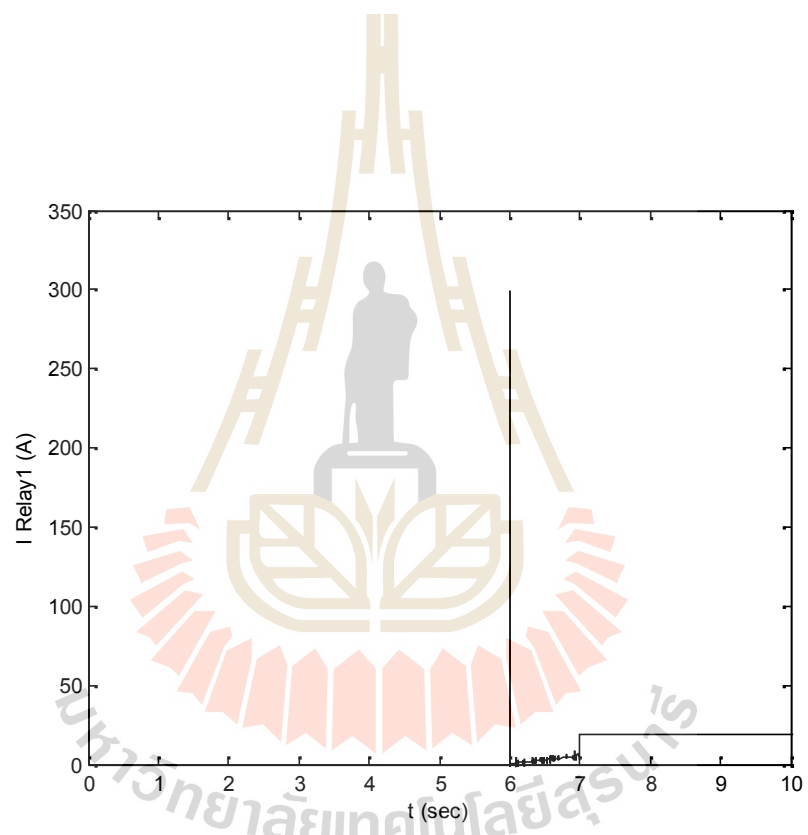


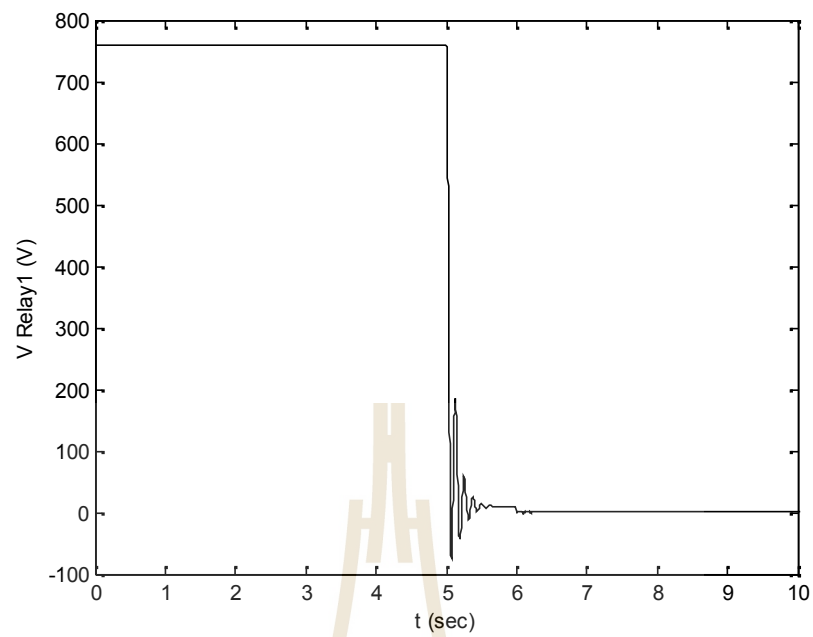


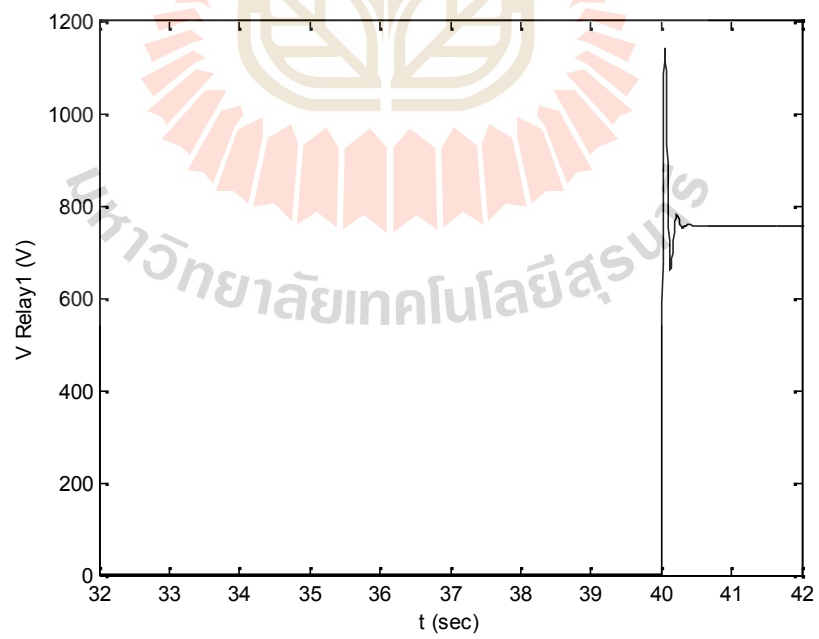
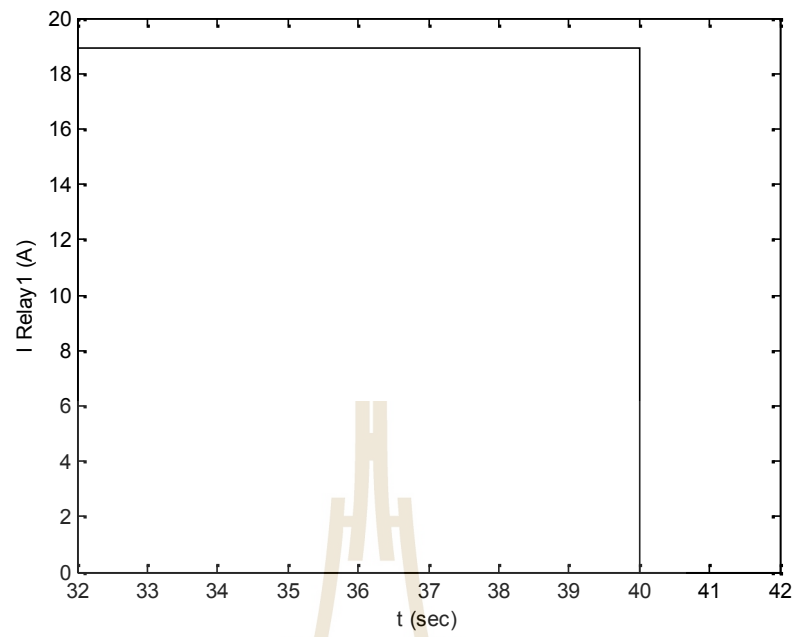
Continuous
powergui

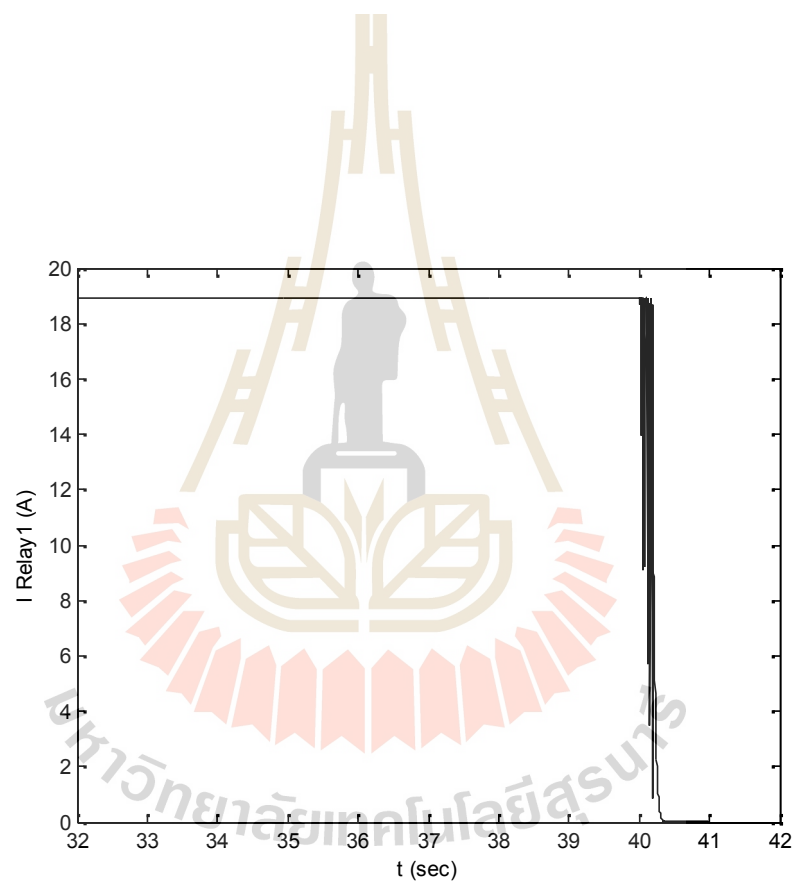
650-V Distribution Box for Charge/Discharge Model
SUT-PEA ZeBus

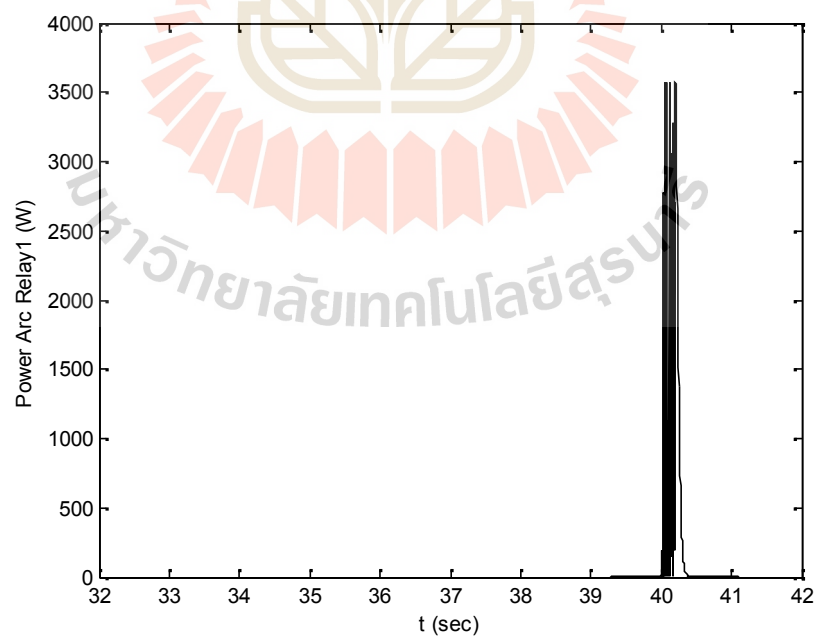
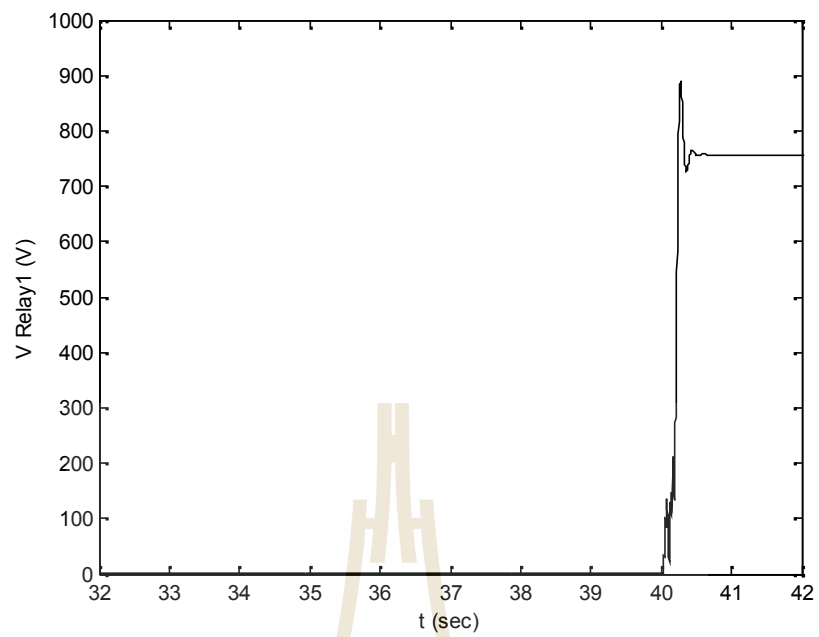






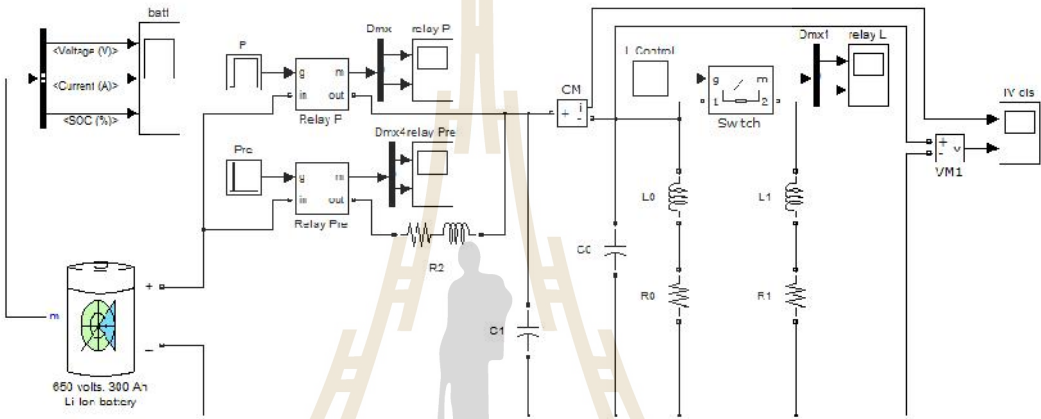


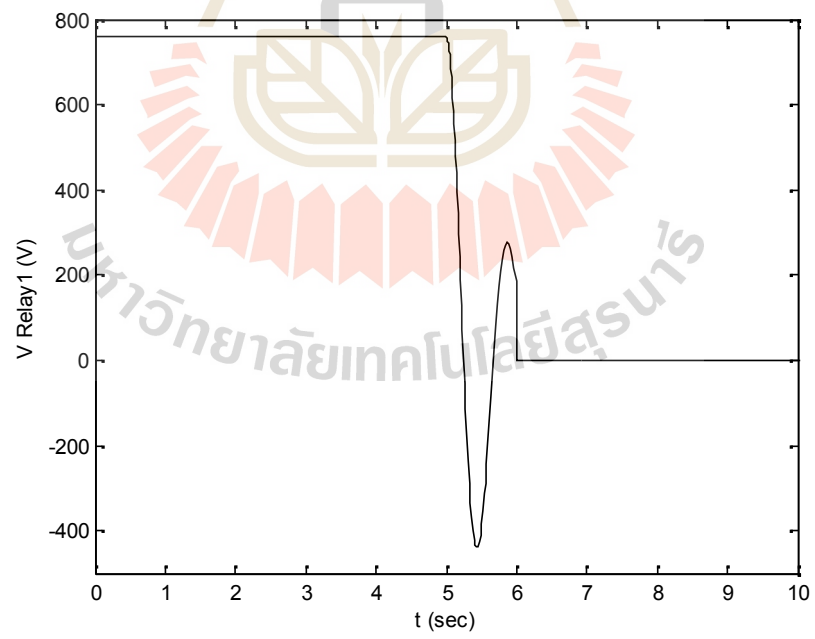
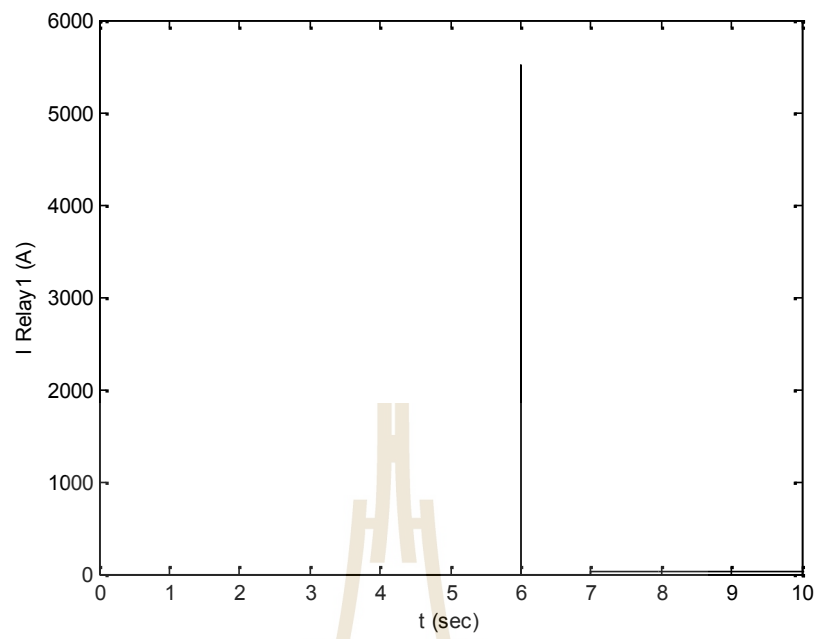


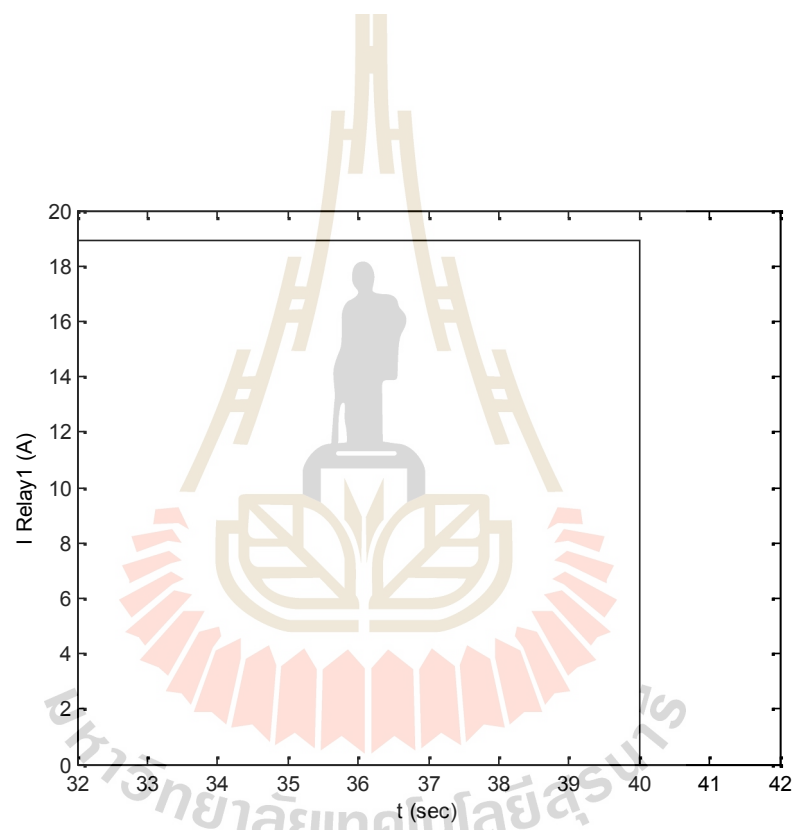


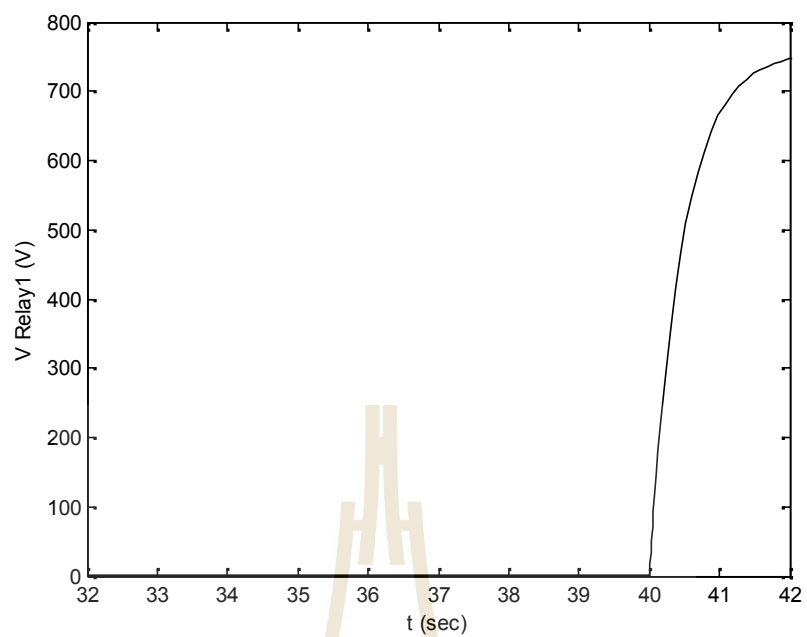
Continuous

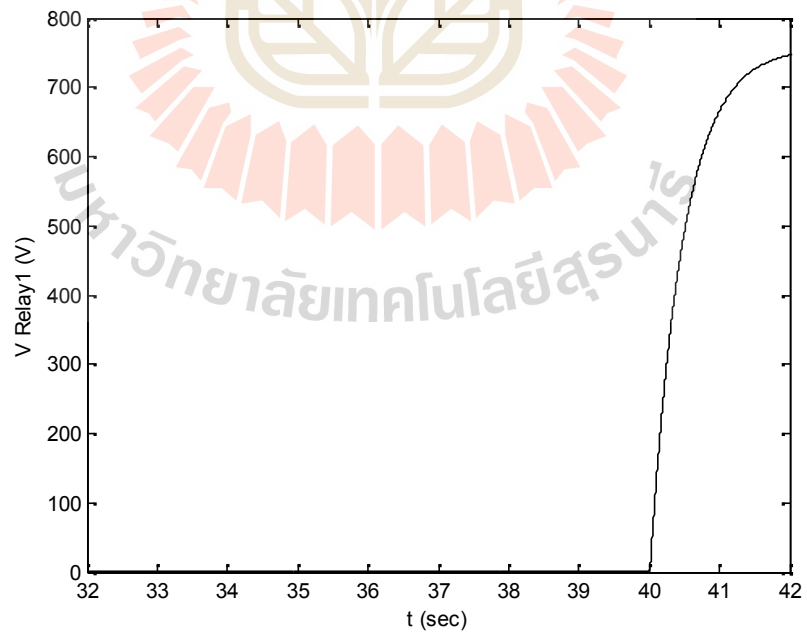
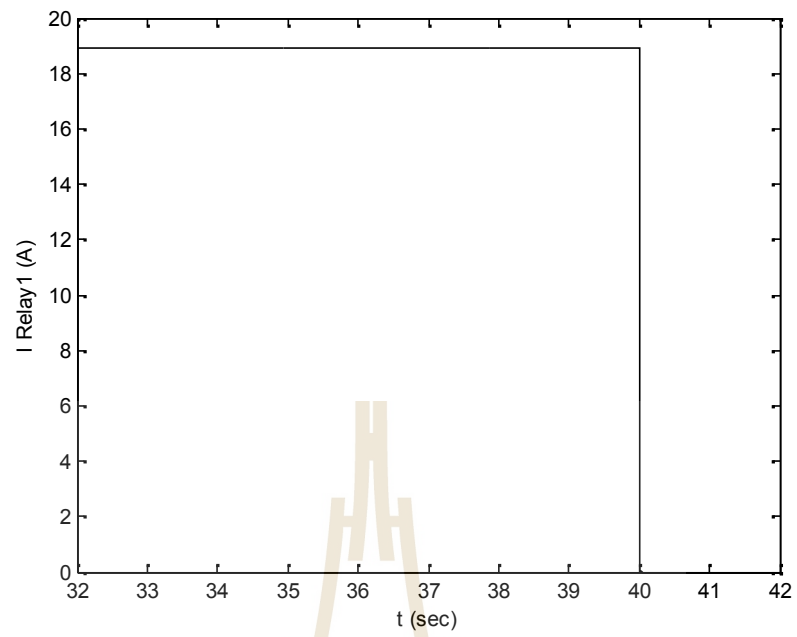
650-V Distribution Box for Charge/Discharge Mode SUT-PEA ZeBus

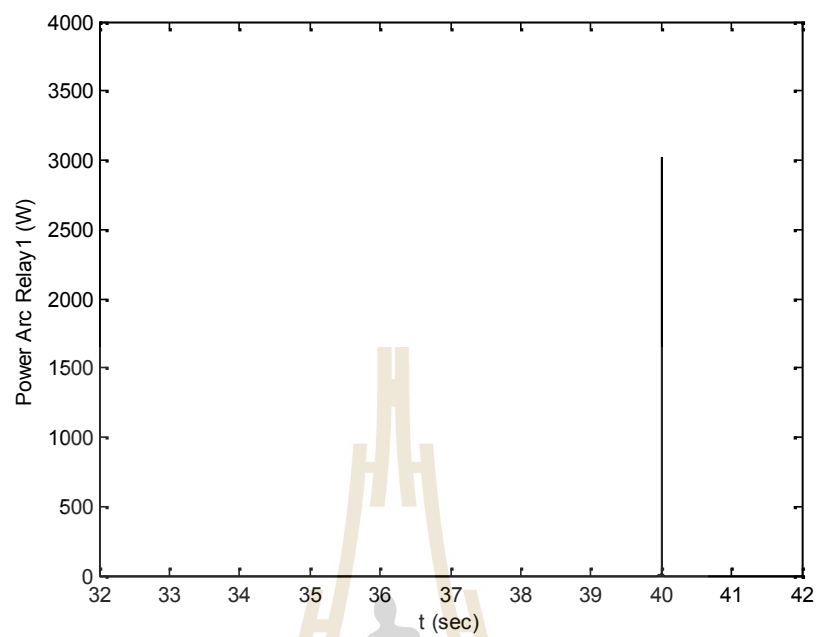












มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

เกิดอาร์ค นอกจากนี้น้วงจรสับเบอร์แบบ RC ที่ต่อขนานกับหน้าสัมผัสยังเกิดการรั่วไหลของกระแสผ่าน RC ได้ด้วย

วงจรสับเบอร์แบบ RL สามารถลดการฟุ้งเกินของกระแสในขณะเปิดระบบได้ แต่ไม่สามารถลดการฟุ้งเกินของแรงดันในขณะปิดระบบได้ รวมทั้งไม่สามารถลดขนาดกำลังในการเกิดอาร์คได้

วงจรสับเบอร์แบบ RLC สามารถลดการฟุ้งเกินของกระแสได้แต่ยังคงมีขนาดสูงเกินกว่าที่รีเลย์จะรับได้ แต่สามารถจัดการฟุ้งเกินของแรงดันในขณะปิดระบบได้ แต่ใช้เวลามากกว่าแบบไดโอด รวมทั้งไม่สามารถลดขนาดกำลังในการเกิดอาร์คได้ แต่สามารถลดเวลาในการเกิดอาร์คได้



บทที่ 5

การแก้ปัญหาการอาร์คด้วยการจัดการโหลด

5.1 บทนำ

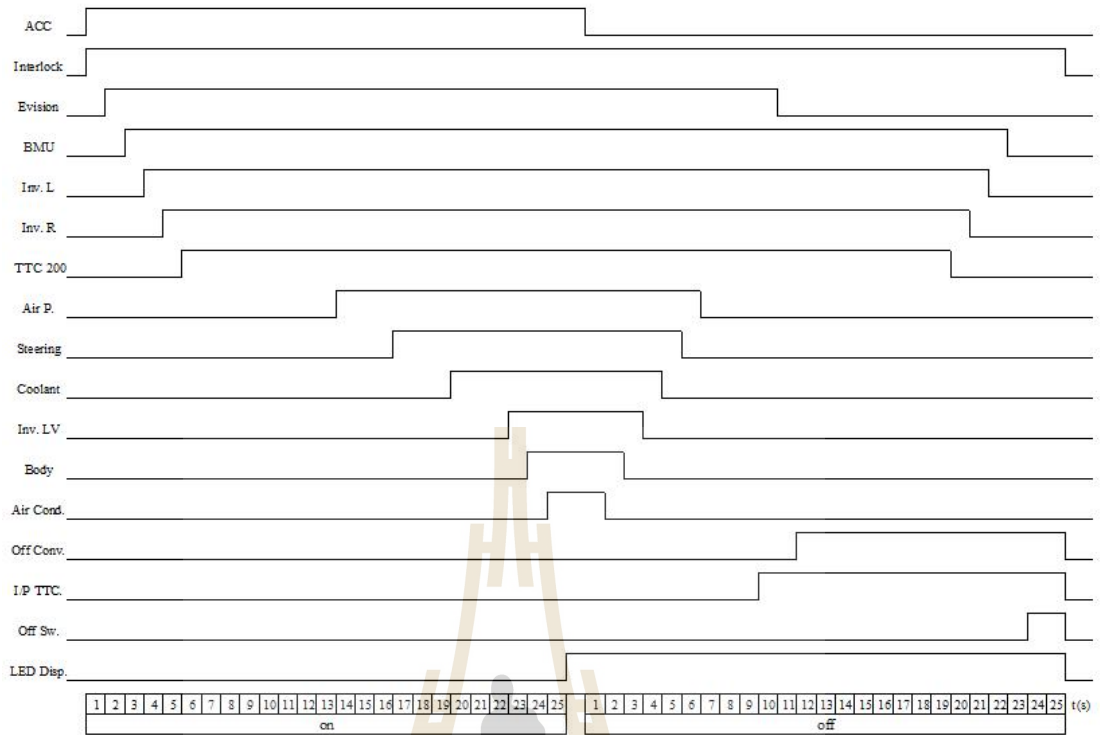
ในส่วนของบทนี้จะอธิบายรายละเอียดการออกแบบระบบควบคุมการเปิด-ปิดโหลด รถโดยสารไฟฟ้า ด้วย PLC เพื่อลดกระแสในขณะเปิดและปิดระบบ ด้วยการจัดลำดับการทำงานของ โหลด รวมถึงการออกแบบระบบจ่ายไฟให้กับระบบควบคุมการเปิด-ปิด ในการจำลองสถานการณ์ จะจัดลำดับการทำงานของโหลดที่ต่ออยู่กับระบบ โดยพิจารณาถึงผลกระทบเนื่องจากการอาร์ค ด้วย

5.2 การออกแบบระบบการจัดการโหลดสำหรับรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus

การจัดการโหลดมีจุดมุ่งหมายเพื่อแก้ปัญหาอาร์คที่ใช้ในรถโดยสารไฟฟ้าเกิดการอาร์คติด โดยมีสาเหตุหลักมาจากโหลดที่ยังคงทำงานอยู่ในช่วงที่เปิดและปิดระบบ ในการออกแบบ จะจัดลำดับการทำงานของโหลดให้เหมาะสมร่วมกับระบบเดิม เพื่อลดกระแสในขณะเปิดและปิดระบบ ในการดำเนินงานจะใช้ PLC ในการควบคุมการทำงาน

5.2.1 การออกแบบลำดับการทำงานของโหลด

ในขั้นตอนการจัดลำดับการทำงานจะพิจารณาถึงลำดับความสำคัญของอุปกรณ์ในการทำงานและหยุดทำงาน เพื่อความปลอดภัยและเสถียรภาพของรถโดยสารไฟฟ้า โดยมีแผนผังเวลาการทำงานดังรูปที่ 5.1

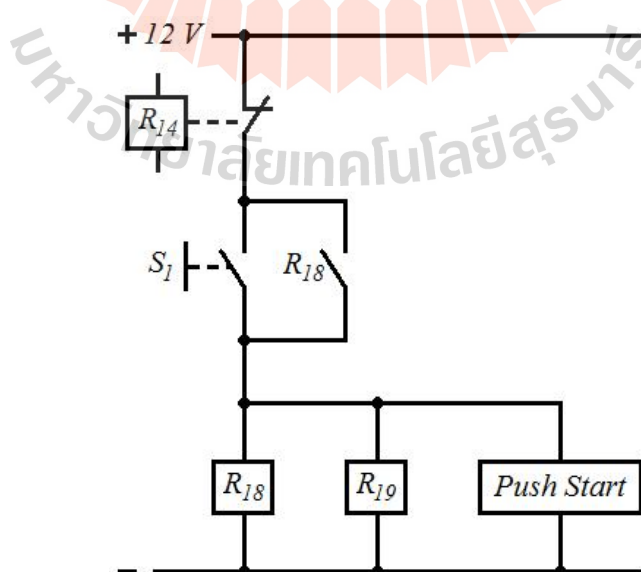


มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สำหรับในขั้นตอนการปิดระบบจะเริ่มจากเมื่อได้รับสัญญาณปิดระบบจากปุ่มเปิด/ปิดรถ จากนั้น PLC จะสั่งให้ระบบปรับอากาศหยุดทำงานก่อนเป็นอันดับแรก ต่อด้วยหยุดการทำงานของระบบไฟฟ้าในห้องโดยสารเนื่องจากทั้ง 2 เป็นอุปกรณ์ที่ไม่ส่งผลกระทบกับการทำงานของรถ ถัดมาหยุดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ระบบขับเคลื่อน แล้วจึงปิดการทำงานของระบบหล่อเย็น จากนั้นจึงหยุดการทำงานของปั้มน้ำมันไฮดรอลิก และปั้มลมตามลำดับ โดยหน่วงเวลา 3 วินาที เพื่อให้ระบบปั้มลมหยุดการทำงานโดยสมบูรณ์ แล้วจึงส่งสัญญาณไปที่ TTC200 เพื่อบอกให้ทราบว่า PLC ได้ทำการตัดการทำงานของโหลดแล้ว ถัดมาจึงตัดการทำงานของ eVision² หลังจากนั้นจึงส่งสัญญาณไปตัดการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โหลดที่ต่อกับระบบไฟฟ้าแรงสูงทั้งหมดจะหยุดทำงานในขั้นตอนนี้ จากนั้น TTC200 จะทำหน้าที่ในการสั่งรีเลย์หมายเลข 1 และรีเลย์หมายเลข 3 ให้หยุดทำงาน เมื่อระบบปิดรถทำงานเสร็จจึงหยุดการทำงาน of TTC200 ระบบจ่ายไฟอินเวอร์เตอร์ของระบบขับเคลื่อนล้อยาวและล้อซ้าย ต่อมาจึงหยุดจ่ายไฟให้ BMU ตามลำดับ ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้ใช้ไฟฟ้าจากแบตเตอรี่สำรอง และเมื่อกดปุ่มเปิด/ปิดรถ เพื่อเปิด PLC ทำหน้าที่ตั้งตัดระบบจ่ายไฟฟ้าของระบบจัดการโหลด หลังจากนั้น LED ก็ดับแสดงให้รู้ว่า ระบบหยุดการทำงานทั้งหมดแล้ว การปิดการทำงานของรถก็จะสมบูรณ์

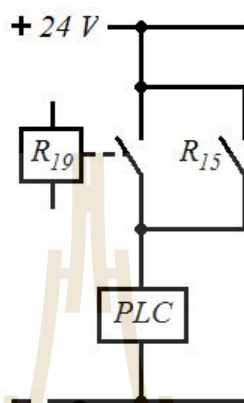
5.2.2 ระบบจ่ายไฟฟ้าให้ระบบจัดการโหลด

ระบบจ่ายไฟฟ้าให้ระบบจัดการโหลดจะแบ่งเป็น 2 วงจรคือวงจรจ่ายไฟให้กับปุ่มเปิด/ปิดรถ และระบบการจ่ายไฟฟ้าให้ PLC เนื่องจากระดับแรงดันไฟฟ้าไม่เท่ากัน



รูปที่ 5.2 วงจรการทำงานของระบบจ่ายไฟฟ้าให้ระบบเปิดรถ

การต่อวงจรจ่ายไฟฟ้าให้กับระบบปั๊มเปิด/ปิดรถ แสดงดังรูปที่ 5.2 การทำงานจะเริ่มจากเมื่อกดสวิตช์เปิดระบบรีเลย์หมายเลข 18 หมายเลข 19 และระบบปั๊มเปิดรถจะทำงาน โดยใช้หน้าสัมผัสช่วยของรีเลย์หมายเลข 18 ทำหน้าที่ในการล๊อกระบบให้คงสถานะทำงานไว้ วงจรนี้จะหยุดการทำงานด้วยรีเลย์หมายเลข 14 ซึ่งสั่งมาจาก PLC

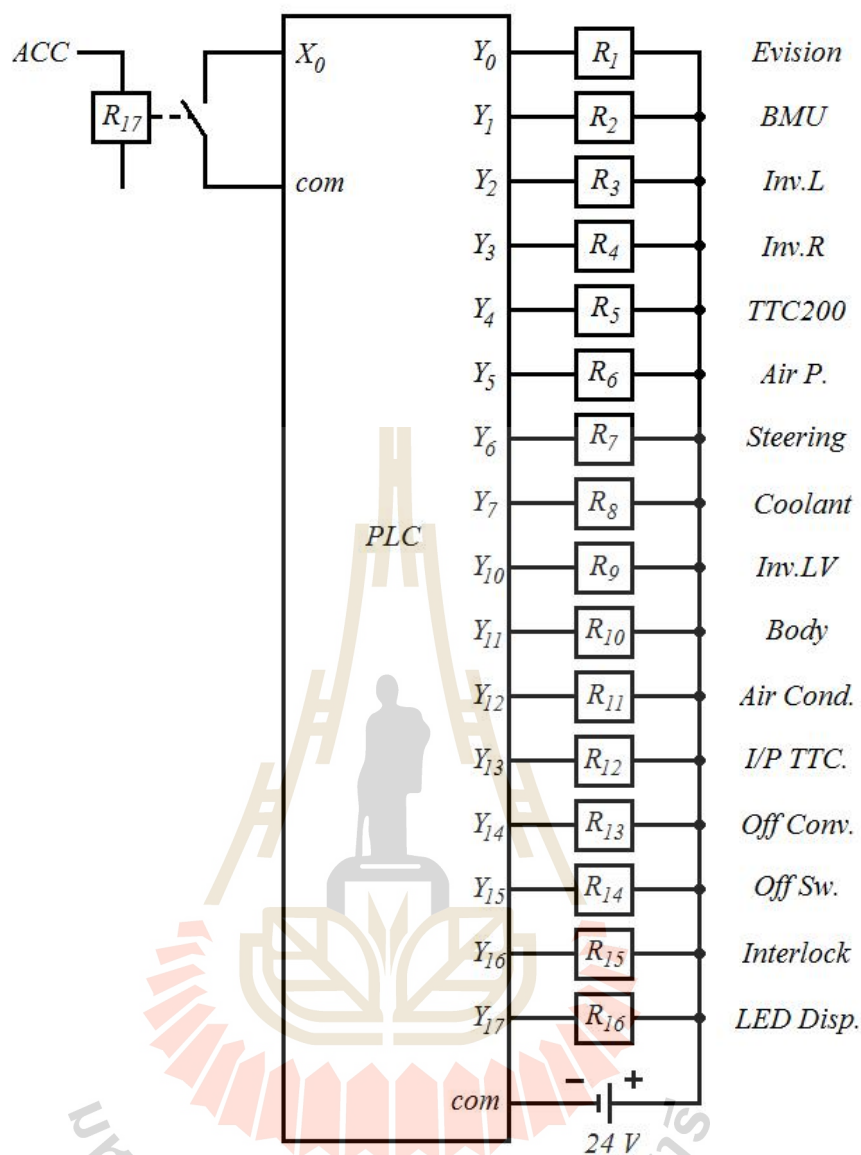


รูปที่ 5.3 วงจรการทำงานของระบบจ่ายไฟให้ PLC

การต่อวงจรจ่ายไฟฟ้าให้กับ PLC แสดงดังรูปที่ 5.3 การทำงานจะเริ่มจาก รีเลย์หมายเลข 19 ทำงานพร้อมกับระบบปั๊มเปิด/ปิดรถ จากนั้นระบบจะคงสถานะทำงานไว้ ด้วยหน้าสัมผัสช่วยของรีเลย์หมายเลข 15 ซึ่งสั่งมาจาก PLC

5.2.3 วงจร PLC สำหรับควบคุมโหลด

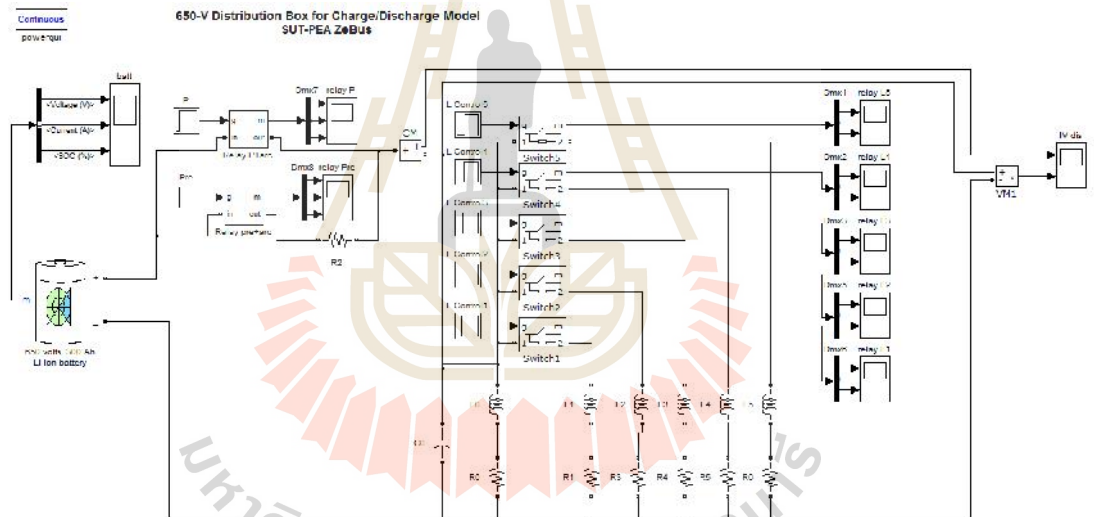
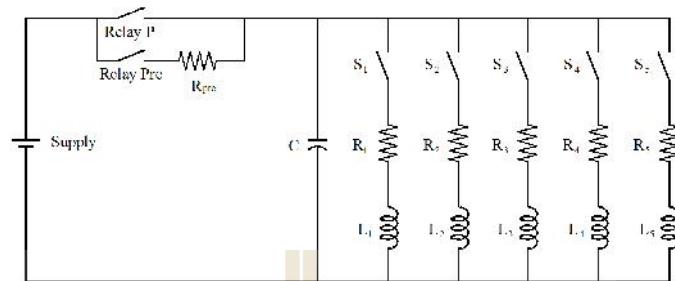
การต่อ PLC ในส่วนของภาคอินพุตจะเชื่อมต่อกับหน้าสัมผัสของรีเลย์หมายเลข 17 ซึ่งควบคุมด้วยปั๊มเปิด/ปิดรถ เอาต์พุตจะต่อผ่านรีเลย์เพื่อใช้ในการควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ ของรถ แสดงดังรูปที่ 5.4 รายละเอียดโปรแกรม PLC แสดงในภาคผนวก ก.

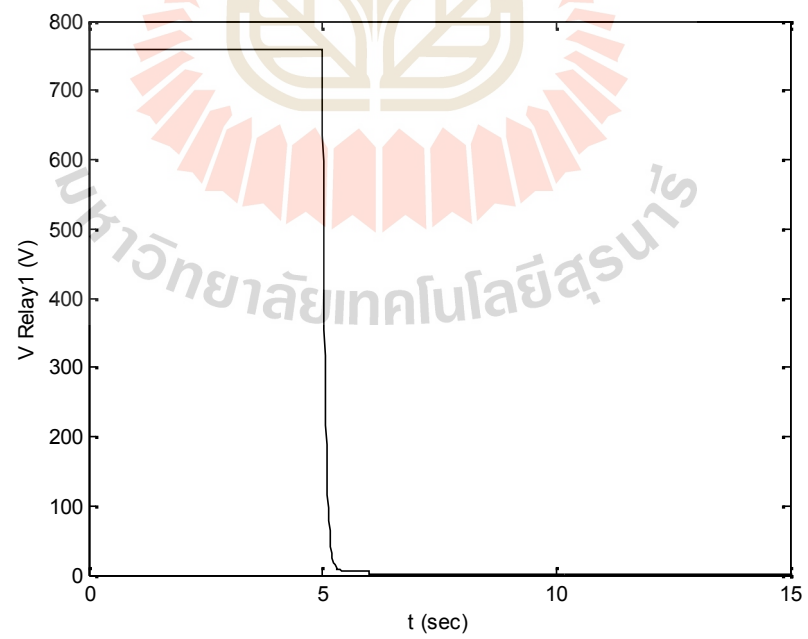
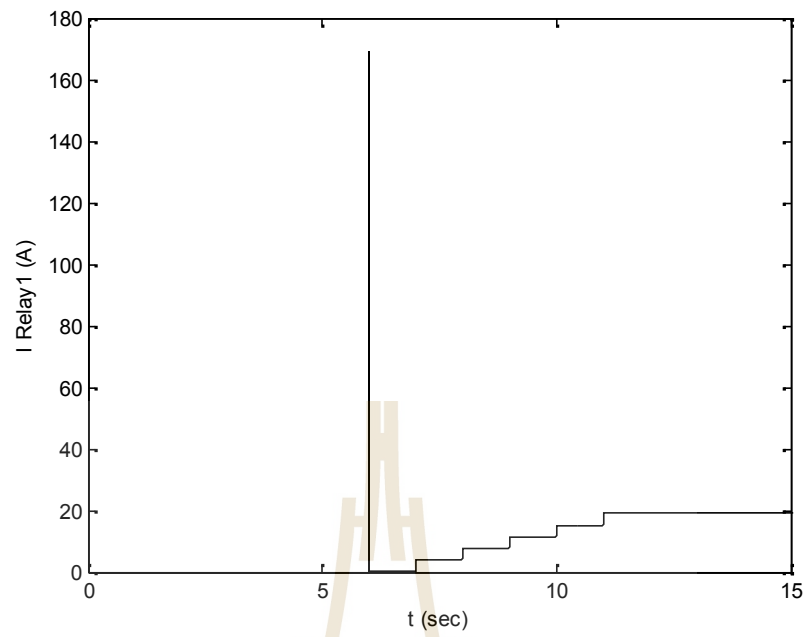


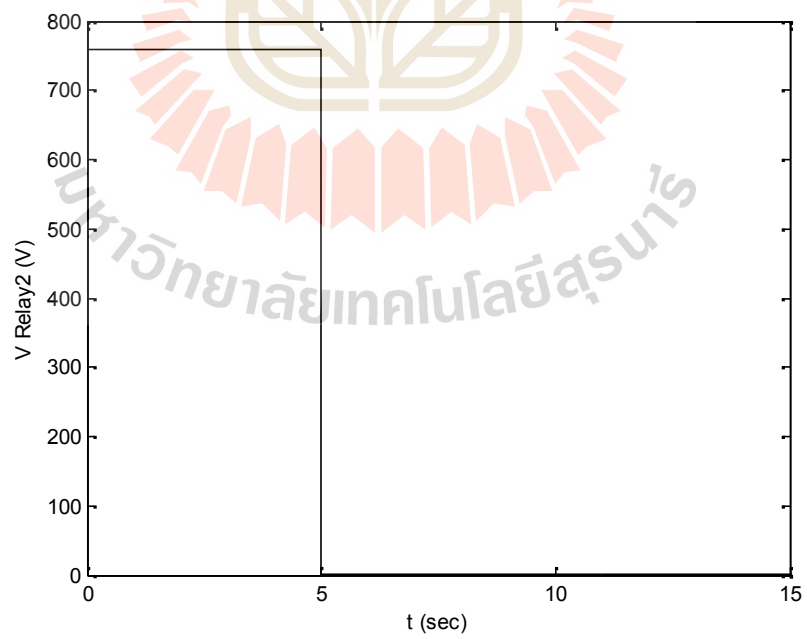
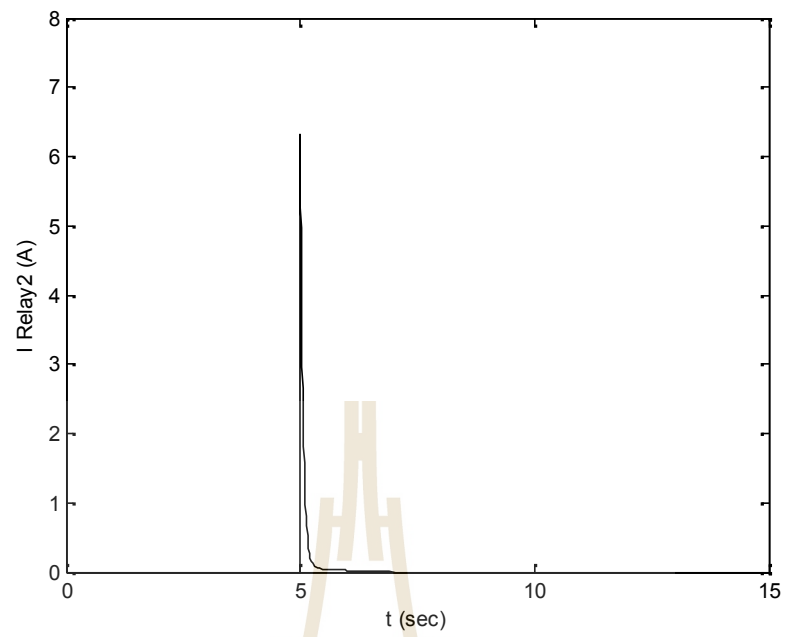
รูปที่ 5.4 วงจรการต่อ PLC

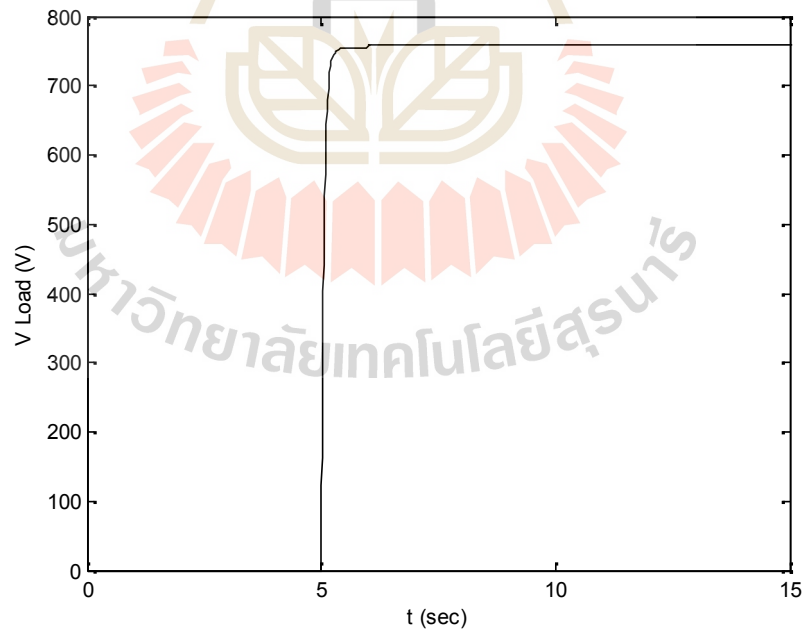
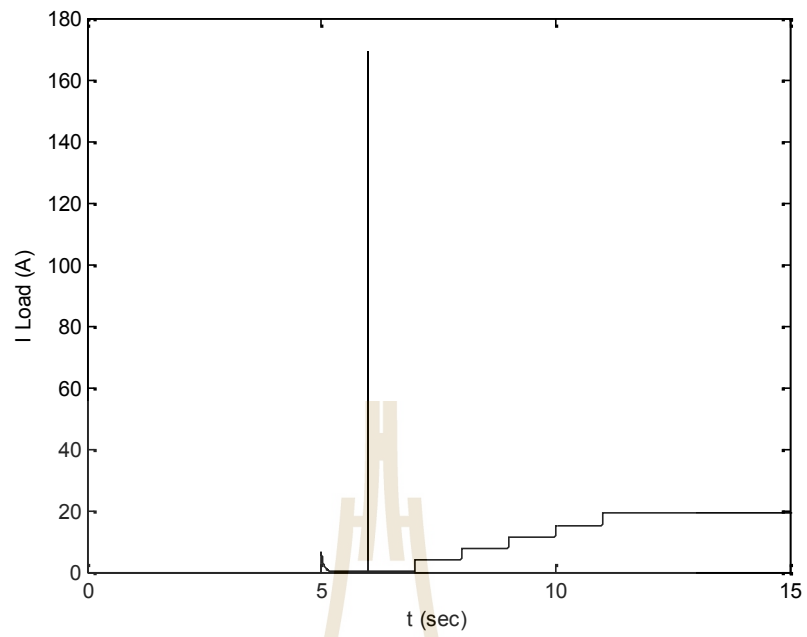
5.3 การจำลองสถานการณ์ระบบการจัดการโหลด

การป้องกันหน้าสัมผัสรีเลย์เนื่องจากโหลดแบบตัวเก็บประจุที่มีความสำคัญมากเนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านโหลดตัวเก็บประจุขณะเปิดระบบจะมีค่าสูงมาก และการป้องกันหน้าสัมผัสรีเลย์เนื่องจากโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำก็มีความสำคัญเช่นกัน เนื่องจากพลังงานสะสมที่เกิดจากโหลดตัวเหนี่ยวนำขณะหน้าสัมผัสขณะเริ่มเปิดวงจร ซึ่งจะเกิดขึ้นในขณะปิดระบบ จะสร้างกระแสไฟฟ้าที่สามารถทำลายหน้าสัมผัสได้ ในการป้องกันหน้าสัมผัสรีเลย์ ด้วยการจัดการโหลด ดังแสดงในรูปที่ 5.5 มีจุดมุ่งหมายเพื่อลดการฟุ้งเกินของกระแสในขณะเปิดระบบและลดแรงดันฟุ้งเกินในขณะปิด







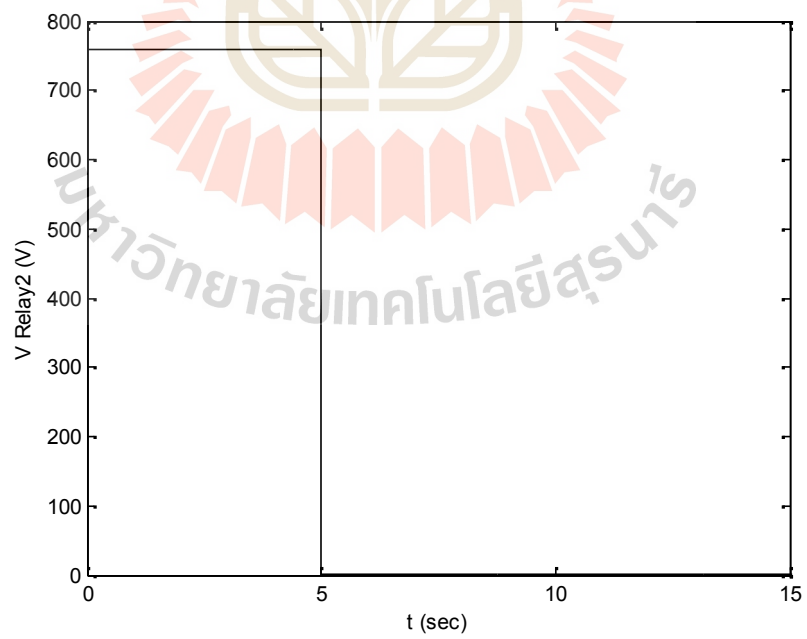
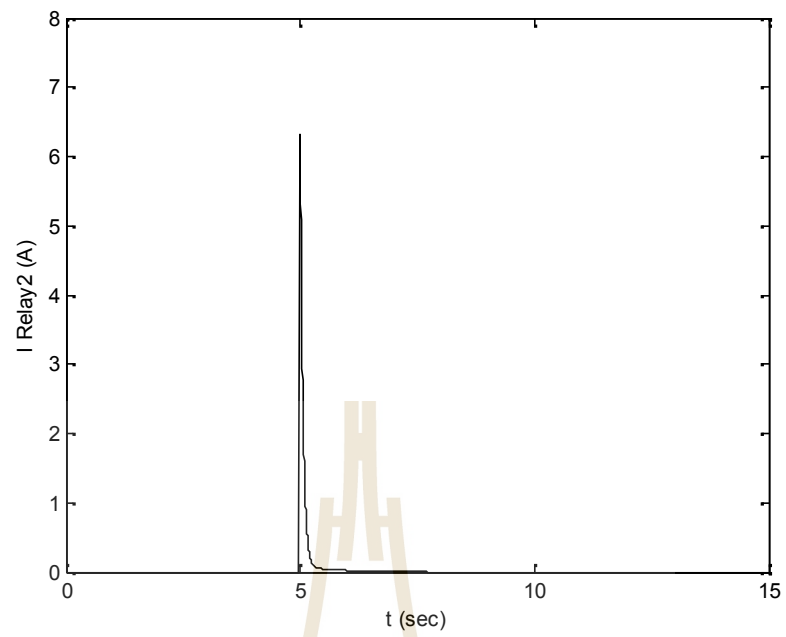


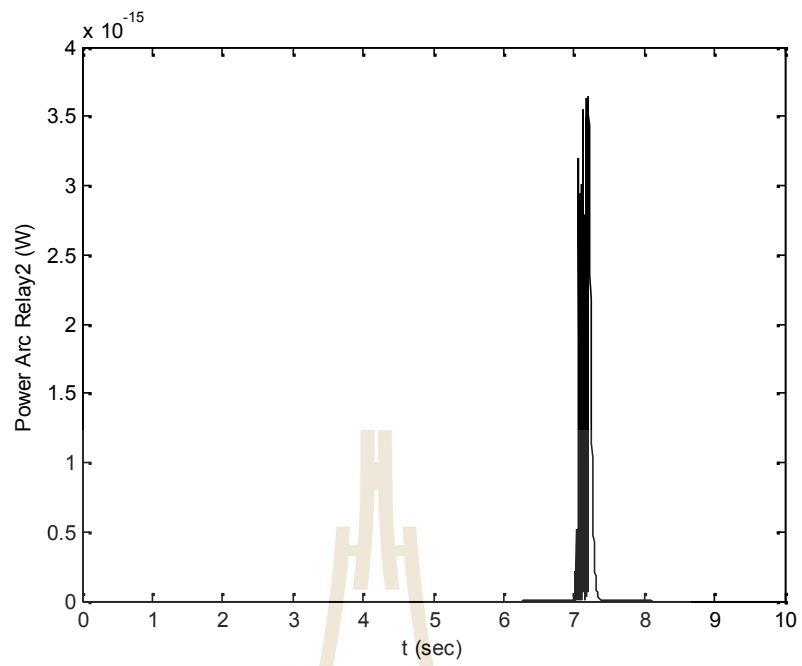
ผลการจำลองสถานการณ์พบว่าเมื่อให้รีเลย์หมายเลข 2 เริ่มทำงานในวินาทีที่ 5 กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 2 มีค่าสูงสุดที่ 6.327 A ที่เวลา 5 วินาที จากนั้นก็จะค่อยๆ ลดลงมาจนกระทั่งเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 0.045 A และเมื่อรีเลย์หมายเลข 1 ทำงาน กระแสก็จะลดลงอยู่ที่ 3.75×10^{-6} A ดังแสดงในรูปที่ 5.9 และแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ขณะทำงานมีค่า 4.45×10^{-4} V ดังแสดงในรูปที่ 5.10 จากนั้นเมื่อรีเลย์หมายเลข 1 ทำงานที่เวลา 6 วินาที กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 จะมีค่าสูงสุด 169.2 A ที่เวลา 6 วินาที จากนั้นก็จะลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งมีค่าอยู่ที่ 0.045 A จากนั้นกระแสก็จะเพิ่มขึ้นแบบขั้นบันไดตามการสวิทช์ของสวิทช์หมายเลข 1-5 จนกระทั่งโหลดทำงานครบ กระแสจะมีค่า 18.97 A ดังแสดงในรูปที่ 5.7 โดยมีแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ขณะทำงานมีค่าประมาณ 1.45×10^{-4} V ดังแสดงในรูปที่ 5.8 และกระแสที่ไหลผ่านโหลดดังแสดงในรูปที่ 5.11 คือค่ากระแสที่ไหลผ่านรีเลย์ หมายเลข 1 และรีเลย์หมายเลข 2 ในขณะที่รีเลย์ทำงาน และแรงดันที่ตกคร่อมโหลดในขณะที่รีเลย์หมายเลข 2 ทำงาน โดยจะมีค่าที่สภาวะคงตัวอยู่ที่ 754.1 V และเมื่อรีเลย์หมายเลข 1 ทำงานแรงดันที่ตกคร่อมโหลดอยู่ที่ 759.41 V และค่อยๆ จะลดลงเมื่อเวลาผ่านไปเนื่องจากการจ่ายโหลดของแบตเตอรี่ ดังแสดงในรูปที่ 5.12

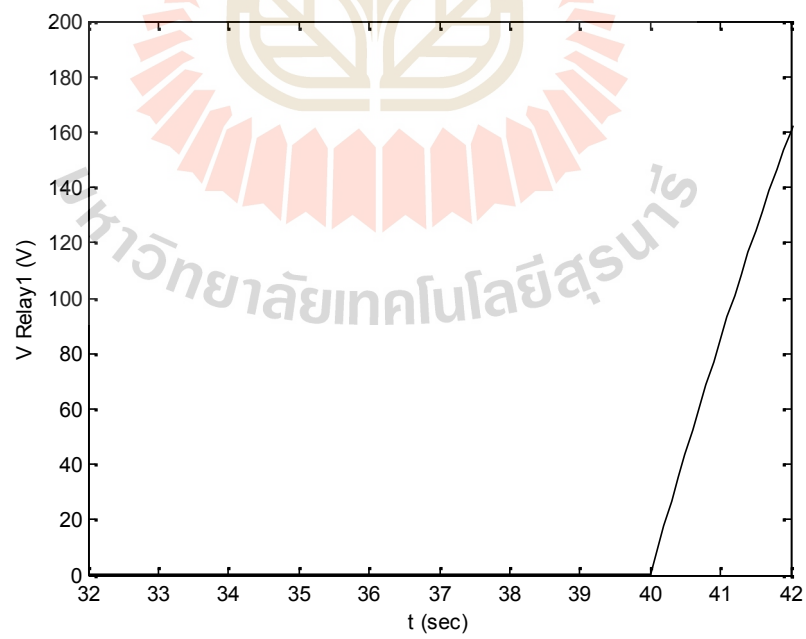
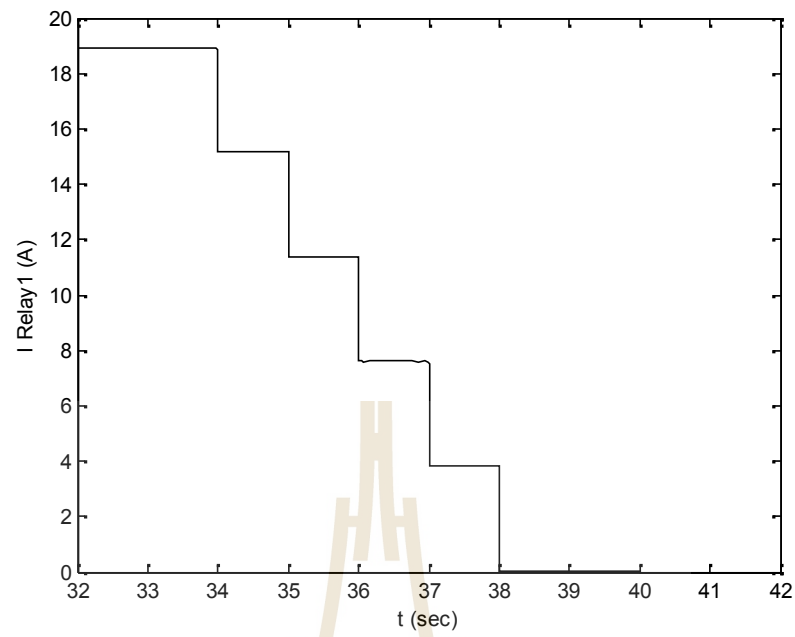
5.3.2 เมื่อเปิดรถโดยรวมผลของการอาร์ค

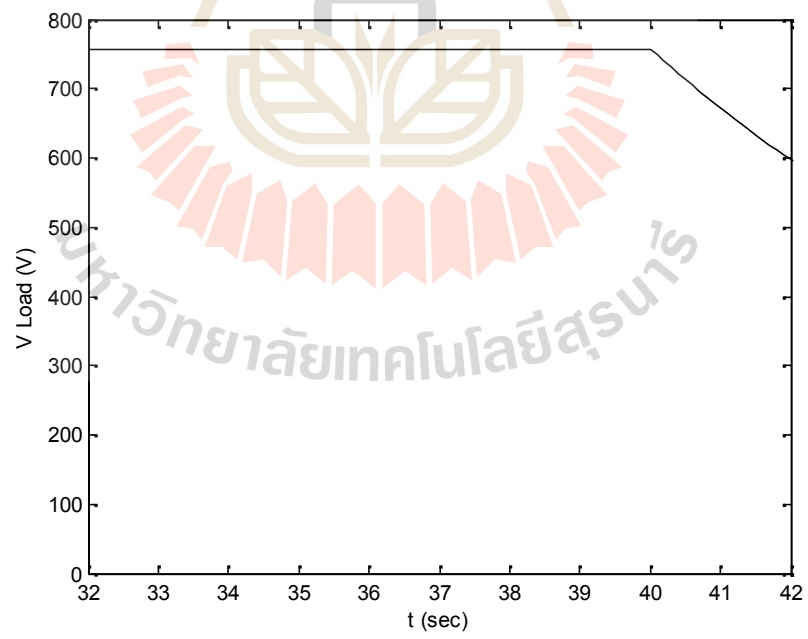
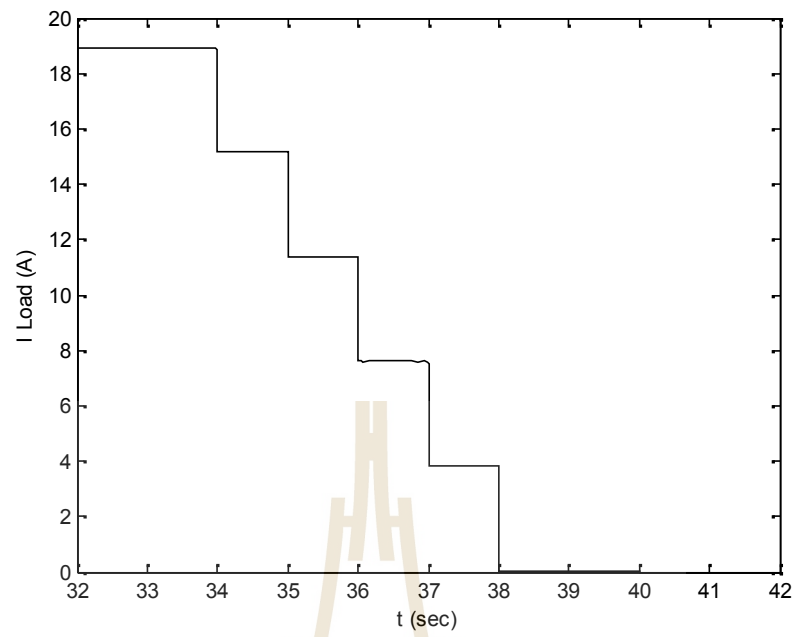
การจำลองในขณะที่โหลดไม่ทำงานโดยรวมผลของการอาร์ค จะพิจารณา กำลังไฟฟ้าที่จะก่อให้เกิดการอาร์ค ซึ่งจะเกิดขึ้นในขณะที่หน้าสัมผัสของรีเลย์เริ่มเปิดวงจร ซึ่งในช่วงการเปิดรถจะมีเพียงรีเลย์หมายเลข 2 ที่จะเปิดวงจรในช่วงที่หยุดทำงานในวินาทีที่ 7 ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 5.13 ถึงรูปที่ 5.15

ผลการจำลองสถานการณ์พบว่าเมื่อให้รีเลย์หมายเลข 2 เริ่มทำงานในวินาทีที่ 5 กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสมีค่าสูงสุดที่ 6.327 A ที่เวลา 5 วินาที จากนั้นก็จะค่อยๆ ลดลงมาจนกระทั่งเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 0.045 A ดังแสดงในรูปที่ 5.13 และแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ขณะทำงานมีค่า 4.45×10^{-4} V ดังแสดงในรูปที่ 5.14 ในส่วนกำลังอาร์คสูงสุดจะเกิดขึ้นในขณะที่หน้าสัมผัสรีเลย์เริ่มเปิดวงจร โดยมีค่า 3.65×10^{-15} W ดังแสดงในรูปที่ 5.15

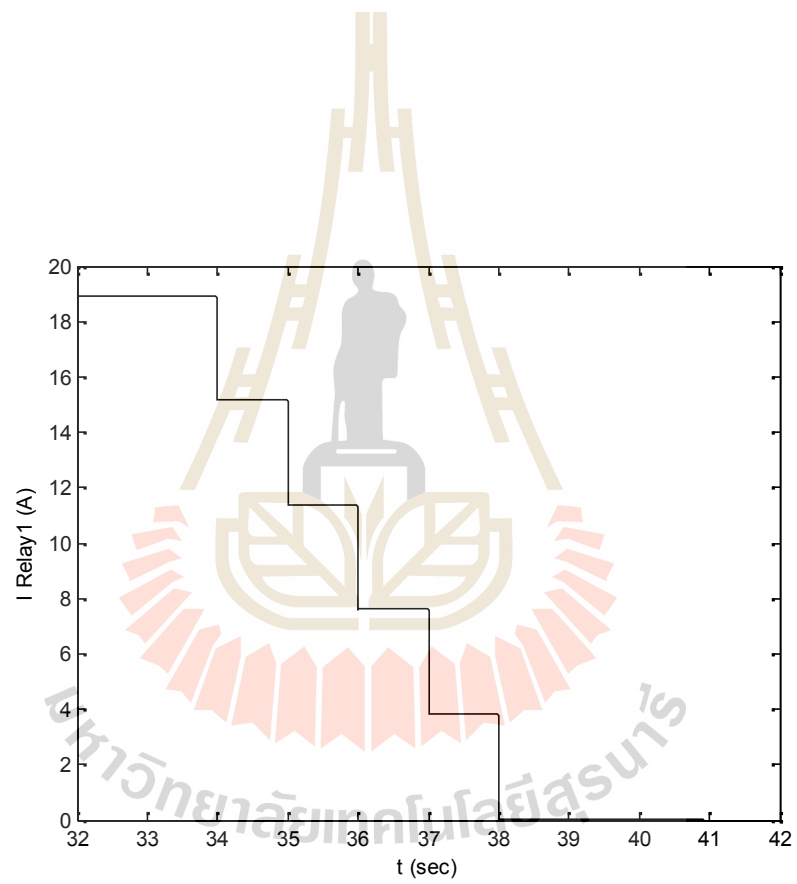


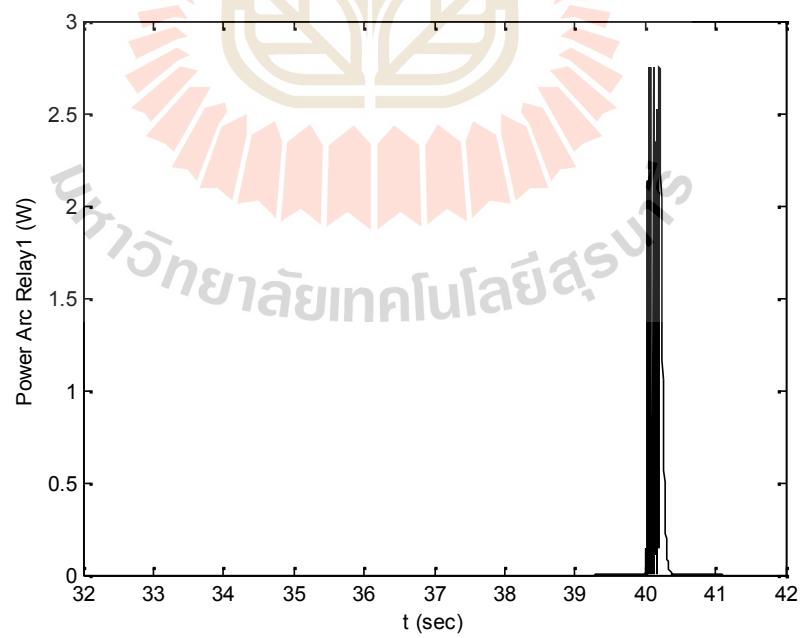
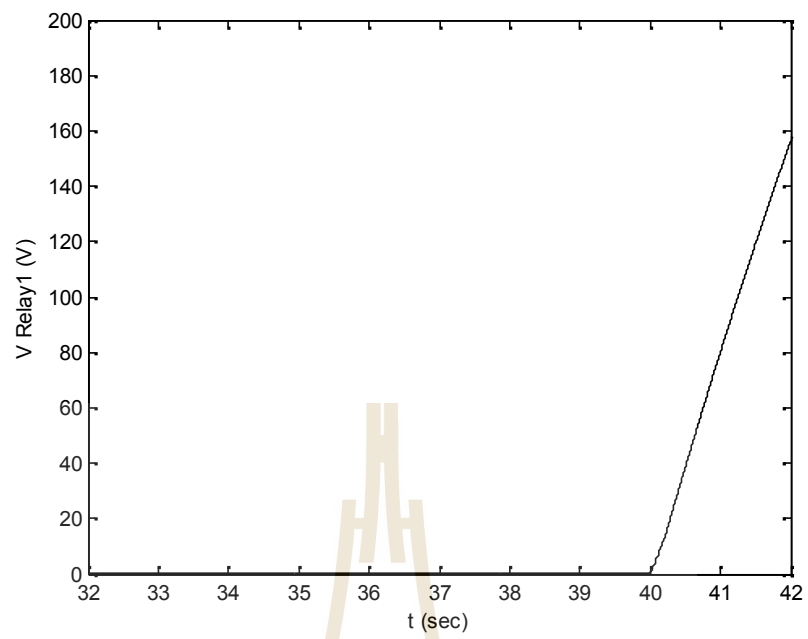






$$4.45 \times 10^{-4}$$





5.4 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบระบบควบคุมสำหรับการจัดการโหลดในรถโดยสารไฟฟ้า เพื่อแก้ปัญหาที่รีเลย์ได้รับความเสียหายจากการอาร์ค โดยในการจำลองสถานการณ์จะแบ่งการจำลองออกเป็นช่วงที่เปิดครดและช่วงที่ปิดครด และยังแยกพิจารณาอีก 4 กรณี คือ ขณะเปิดระบบ และปิดระบบ โดยพิจารณารวมผลของการอาร์ค และไม่รวมผลของการอาร์คร่วมด้วย ในการจำลองช่วงเปิดระบบขณะโหลดทำงานพบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 มีค่าสูงสุด 169 A ซึ่งไม่เกินพิกัดกระแสสูงสุดของรีเลย์ที่นำมาใช้ โดยรีเลย์ที่นำมาใช้มีค่ากระแสพิกัด 600 แอมแปร์ และในช่วงปิดระบบมีกำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คมีค่าสูงสุด 2.75 วัตต์ ซึ่งต่ำมากไม่เพียงพอที่จะก่อให้เกิดการอาร์คได้ นอกจากนี้ยังสังเกตว่าไม่เกิดแรงดันฟุ้งเกินในขณะที่หน้าสัมผัสเปิดวงจรด้วย สำหรับรีเลย์หมายเลข 2 เมื่อเริ่มทำงานไม่ว่าโหลดหยุดทำงานหรือโหลดกำลังทำงานจะพบว่ามีกระแสสูงสุดเพียง 6.37 แอมแปร์ และกำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คขณะโหลดกำลังทำงานมีค่าต่ำเพียง 7.5×10^{-5} วัตต์ ซึ่งน้อยมากไม่เพียงพอที่จะเกิดการอาร์ค ซึ่งสอดคล้องกับในทางปฏิบัติที่ไม่เกิดปัญหาเช่นเดียวกัน

ในการแก้ปัญหาด้วยระบบจัดการโหลดเพื่อแก้ปัญหาจริงที่เกิดขึ้น ในรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus โดยใช้ PLC จัดลำดับการทำงาน โดยคำนึงถึงข้อจำกัดในการทำงานของอุปกรณ์บางตัว เพื่อไม่ให้กระทบกับการทำงานโดยรวมของระบบและความปลอดภัยของผู้ใช้งาน ซึ่งจากการนำไปใช้งานจริงในรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus พบว่าไม่เกิดปัญหาที่รีเลย์อาร์คติด ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองสถานการณ์ จึงสรุปว่าวิธีการนี้สามารถแก้ปัญหาได้

บทที่ 6

ระบบควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า ด้วย IGBT

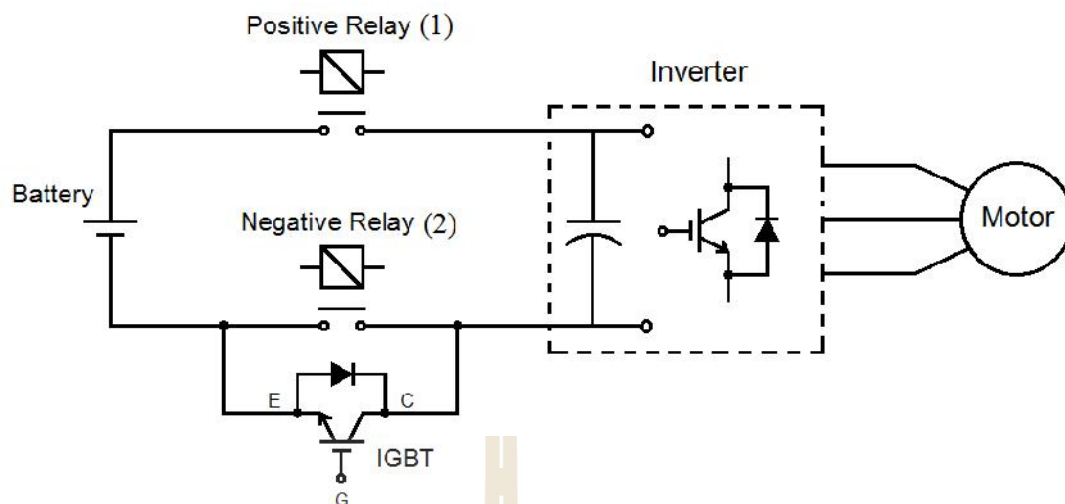
6.1 บทนำ

ในส่วนของบทนี้จะอธิบายรายละเอียดการออกแบบระบบควบคุมการเปิด-ปิด รถโดยสารไฟฟ้า ด้วย IGBT การจำลองสถานการณ์ในกรณีที่โหลดไม่ทำงานแต่มีอุปกรณ์บางส่วนยังคงต่อกับระบบและกรณีที่โหลดทำงาน รวมทั้งพิจารณาผลกระทบเนื่องจากการอาร์คด้วย การทดสอบการทำงานของระบบควบคุมจะใช้รีเลย์ขนาดเล็กในการทดสอบ

6.2 การออกแบบระบบควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า ด้วย IGBT

ในการออกแบบระบบสำหรับควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า เพื่อแก้ปัญหาที่รีเลย์ได้รับความเสียหายจากการอาร์ค สามารถทำได้ดังรูปที่ 6.1 การเปิดระบบจะเริ่มจากเปิดการทำงานของรีเลย์หมายเลข 1 ให้ทำงานเป็นอันดับแรก จากนั้นจะควบคุมให้ IGBT ทำงานที่พิกัดกระแสค่าหนึ่ง เพื่อควบคุมกระแสสำหรับประจุไฟฟ้าให้โหลดตัวเก็บประจุที่อยู่ภายในอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์ จนกระทั่งการประจุไฟฟ้าในตัวเก็บประจุเริ่มเต็ม จากนั้นก็จะค่อยเพิ่มพิกัดการนำกระแสของ IGBT จนกระทั่งทำงานเต็มพิกัด ทั้งนี้ยังเป็นการลดแรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเล็กเตอร์และขาอีมีตเตอร์ ของ IGBT ก่อนที่จะให้รีเลย์หมายเลข 2 ทำงานในขั้นตอนถัดมา จากนั้นจึงหยุดการทำงานของ IGBT ระบบเปิดการทำงานของรถโดยสารไฟฟ้าก็จะสมบูรณ์

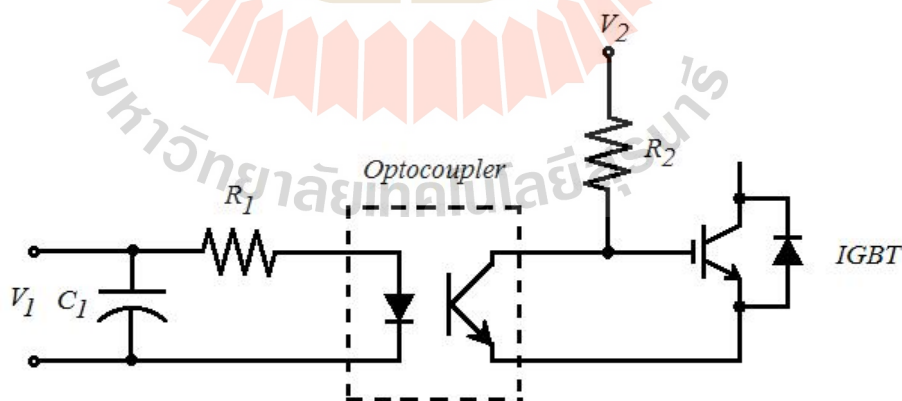
การปิดระบบจะเริ่มที่รีเลย์หมายเลข 1 และรีเลย์หมายเลข 2 ทำงานอยู่ จากนั้นจะควบคุมให้ IGBT ทำงานเต็มพิกัดก่อน หลังจากนั้นจึงหยุดการทำงานของรีเลย์หมายเลข 2 เพื่อให้กระแสไหลผ่าน IGBT แทนรีเลย์หมายเลข 2 ต่อมาควบคุมให้ IGBT ค่อยๆลดการนำกระแสจนกระทั่งหยุดนำกระแส แล้วจึงหยุดการทำงานของรีเลย์หมายเลข 1 ระบบปิดการทำงานของรถโดยสารไฟฟ้าก็จะสมบูรณ์



รูปที่ 6.1 ระบบควบคุมการเปิด-ปิดโดยสารไฟฟ้าด้วย IGBT

6.2.1 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนเพื่อใช้สำหรับเปิดปิดโดยสารไฟฟ้า

ในการออกแบบวงจรขับเคลื่อนในช่วงเปิดระบบ จะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ ขั้นตอนที่ 1 ควบคุมกระแสไม่ให้เกินค่าที่ตั้งไว้ค่าหนึ่ง เพื่อลดกระแสกระชากเนื่องจากโหลดตัวเก็บประจุ ในขั้นตอนที่ 2 เป็นช่วงที่ค่อยๆจ่ายกระแสเพิ่มขึ้นให้โหลดทำงานเต็มพิกัด โดยมีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 วงจรขับเคลื่อน IGBT สำหรับเปิดปิดโดยสารไฟฟ้า

จากรูปที่ 6.2 การทำงานจะเริ่มจากจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_1 ให้กับวงจรเพื่อจำกัดการนำกระแสของออปโตคัปเปิลเลอร์ (optocoupler) ก่อนที่จะจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_2 ถัดมาจ่าย

แรงดันไฟฟ้า V_2 ให้กับ IGBT ในขณะนี้ IGBT จะทำงานนำกระแสไม่เกินค่าคงที่ค่าหนึ่ง การออกแบบในขั้นตอนนี้จะเริ่มจากสมการกระแสของ IGBT ดังสมการที่ (6.1) ซึ่งจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน V_{GE} และกระแส I_C ได้ดังสมการที่ (6.3) และสมการที่ (6.4)

$$I_C = \frac{I_{CES}}{2(V_{GES} - V_{th})(V_{BES} + V_{CES}) - (V_{BES} + V_{CES})^2} (V_{GE} - V_{th})^2 \quad (6.1)$$

$$K = \frac{I_{CES}}{2(V_{GES} - V_{th})(V_{BES} + V_{CES}) - (V_{BES} + V_{CES})^2} \quad (6.2)$$

$$I_C = K(V_{GE} - V_{th})^2 \quad (6.3)$$

$$V_{GE} = \sqrt{\frac{I_C}{K}} + V_{th} \quad (6.4)$$

เมื่อ I_{CES} คือกระแสอิ่มตัวของ IGBT

V_{BES} คือแรงดันตกคร่อมขาเบสและอิมิตเตอร์ขณะ IGBT อิ่มตัว

V_{CES} คือแรงดันตกคร่อมขาคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ขณะ IGBT อิ่มตัว

V_{GES} คือแรงดันตกคร่อมขาเกตและอิมิตเตอร์ขณะ IGBT อิ่มตัว

V_{th} คือแรงดันที่ IGBT เริ่มทำงาน

จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchoff's Law) สามารถหาแรงดัน V_{ce} ของออปโตคัปเปลอร์ ได้จากสมการที่ (6.6)

$$V_2 - I_c R_2 - V_{ce} = 0 \quad (6.5)$$

$$V_{ce} = V_2 - I_c R_2 \quad (6.6)$$

อาศัยกฎของเคอร์ชอฟฟ์ หากกระแสอินพุต I_F ของออปโตคัปเปลอร์ ได้จากสมการที่ (6.8)

$$V_1 - I_F R_1 - V_F = 0 \quad (6.7)$$

$$I_F = \frac{V_1 - V_F}{R_1} \quad (6.8)$$

เมื่อ V_F คือแรงดันอินพุตของออปโตคัปเปลอร์

สมการอัตราส่วนของกระแส I_c และกระแส I_F ของออปโตคัปเปลอร์หาได้ด้วยสมการที่ (6.9)

$$I_c = CTR \cdot I_F \quad (6.9)$$

เมื่อ CTR คืออัตราส่วนการถ่ายโอนกระแสของออปโตคัปเปลอร์

แทนค่ากระแส I_c ที่ได้จากสมการที่ (6.9) ลงในสมการแรงดัน V_{ce} ของออปโตคัปเปลอร์ ที่ได้จากสมการที่ (6.6) จะได้

$$V_{ce} = V_2 - CTR \cdot I_F \cdot R_2 \quad (6.10)$$

แทนค่าสมการกระแสอินพุต I_F ของออปโตคัปเปลอร์ที่ได้จากสมการที่ (6.8) ลงในสมการที่ (6.10) จะได้

$$V_{ce} = V_2 - CTR \cdot \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_F) \quad (6.11)$$

แรงดัน V_{ce} ของออปโตคัปเปลอร์มีค่าเท่ากับ V_{GE} ของ IGBT ดังนั้นจะได้

$$V_{GE} = V_2 - CTR \cdot \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_F) \quad (6.12)$$

แรงดัน V_{GE} ในสมการที่ (6.4) มีค่าเท่ากับสมการที่ (6.12) จะได้

$$\sqrt{\frac{I_C}{K}} + V_{th} = V_2 - CTR \cdot \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_F) \quad (6.13)$$

ดังนั้นสมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_C ของ IGBT และแรงดัน V_1 หาได้จากสมการที่ (6.14)

$$V_1 = \frac{\left(V_2 - \sqrt{\frac{I_C}{K}} - V_{th} \right)}{CTR} \cdot \frac{R_1}{R_2} + V_F \quad (6.14)$$

สมการแรงดันไฟฟ้าของตัวเก็บประจุหาได้จากสมการที่ (6.15)

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_C(t) dt \quad (6.15)$$

เมื่อกำหนดให้กระแสในการประจุไฟฟ้าให้กับโหลดตัวเก็บประจุคงที่ ดังนั้นสามารถหาเวลาที่ใช้ในการประจุไฟฟ้าให้กับได้ด้วยสมการที่ (6.18)

$$V_C = \frac{I_C}{C} \int_0^{t_1} dt \quad (6.16)$$

$$V_C = \frac{I_C}{C} t_1 \quad (6.17)$$

$$t_1 = \frac{CV_C}{I_C} \quad (6.18)$$

ในขั้นถัดมาหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_1 ส่งผลให้แรงดันอินพุตของออปโตคัปเปิลอร์ค่อยๆลดลงเนื่องจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 ซึ่งจะส่งผลให้แรงดัน V_{ce} ของออปโตคัปเปิลอร์ค่อยๆเพิ่มขึ้น สมการแรงดันเนื่องจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_1 หาได้ด้วยสมการที่ (6.19)

$$V_{C_1} = V_1 e^{-t/R_1 C_1} \quad (6.19)$$

จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ สมการแรงดันด้านอินพุตของออปโตคัปเปิลอร์ขณะที่หยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_1 หาได้จากสมการที่ (6.21)

$$V_{C_1} - I_F R_1 - V_F = 0 \quad (6.20)$$

$$V_{C_1} = I_F R_1 + V_F \quad (6.21)$$

แรงดัน V_{C_1} ในสมการที่ (6.19) มีค่าเท่ากับสมการที่ (6.21) จะได้สมการกระแส I_F ดังสมการที่ (6.23)

$$V_1 e^{-t/R_1 C_1} = I_F R_1 + V_F \quad (6.22)$$

$$I_F = \frac{V_1 e^{-t/R_1 C_1} - V_F}{R_1} \quad (6.23)$$

แทนค่าสมการกระแสอินพุต I_F ของออปโตคัปเปิลอร์ในสมการที่ (6.23) ลงในสมการที่ (6.10) จะได้

$$V_{ce} = V_2 - CTR \cdot \frac{V_1 e^{-t/R_1 C_1} - V_F}{R_1} R_2 \quad (6.24)$$

จากแรงดัน V_{ce} ของออปโตคัปเปิลอร์มีค่าเท่ากับ V_{GE} ของ IGBT ดังนั้นจะได้

$$V_{GE} = V_2 - CTR \cdot \frac{V_1 e^{-t/R_1 C_1} - V_F}{R_1} R_2 \quad (6.25)$$

แทนค่าแรงดัน V_{GE} ในสมการที่ (6.25) ลงในสมการกระแสของ IGBT ในสมการที่ (6.3) จะได้

$$I_C = K \left(V_2 - CTR \cdot \frac{R_2}{R_1} \left(V_1 e^{-t/R_1 C_1} - V_F \right) - V_{th} \right)^2 \quad (6.26)$$

ค่าตัวเก็บประจุ C_1 หาได้จากสมการที่ (6.27) ด้วยการกำหนดค่าคงตัวทางเวลา

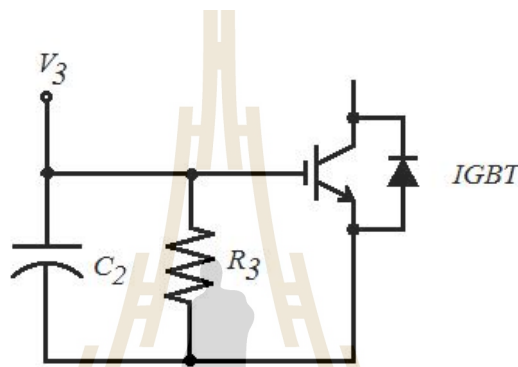
$$C_1 = \frac{t_1}{R_1} \quad (6.27)$$

เวลาที่ใช้ในการค่อยๆเพิ่มการนำกระแสไฟฟ้าของ IGBT ที่จ่ายให้กับโหลด จนกระทั่งทำงานเต็มพิกัดกำหนดให้มีค่า 5 เท่าของค่าคงตัวทางเวลา ซึ่งหาได้โดยสมการที่ (6.28)

$$t_2 = 5R_1C_1 \quad (6.28)$$

6.2.2 การออกแบบวงจรจับเกตเพื่อใช้สำหรับปิดทรานซิสเตอร์โดยสาร์ไฟฟ้า

การออกแบบวงจรจับเกตเพื่อใช้สำหรับปิดระบบ จะเริ่มจากจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับ IGBT เพื่อให้ IGBT ทำงานเต็มพิกัด และเมื่อรีเลย์หมายเลข 2 หยุดทำงาน IGBT จะทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายกระแสแทนรีเลย์หมายเลข 2 จากนั้น IGBT ที่จะค่อยๆ ลดลงการนำกระแสลงจนกระทั่งระบบหยุดทำงาน โดยมีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 วงจรจับเกต IGBT สำหรับปิดทรานซิสเตอร์โดยสาร์ไฟฟ้า

จากรูปที่ 6.3 การทำงานจะเริ่มจากจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_3 ให้กับวงจรเพื่อให้ IGBT นำกระแส และหลังจากรีเลย์หมายเลข 2 หยุดทำงาน ถัดมาหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้า V_3 ส่งผลให้แรงดันอินพุตของ IGBT ค่อยๆ ลดลงเนื่องจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_2 สมการแรงดัน V_{C_2} ในการคายประจุ C_2 สามารถหาได้จากสมการที่ (6.29)

$$V_{C_2} = V_3 e^{-t/R_3(C_2+C_{ies})} \quad (6.29)$$

แรงดัน V_{C_2} มีค่าเท่ากับ V_{GE} ของ IGBT ดังนั้นจะได้

$$V_{GE} = V_3 e^{-t/R_3(C_2+C_{ies})} \quad (6.30)$$

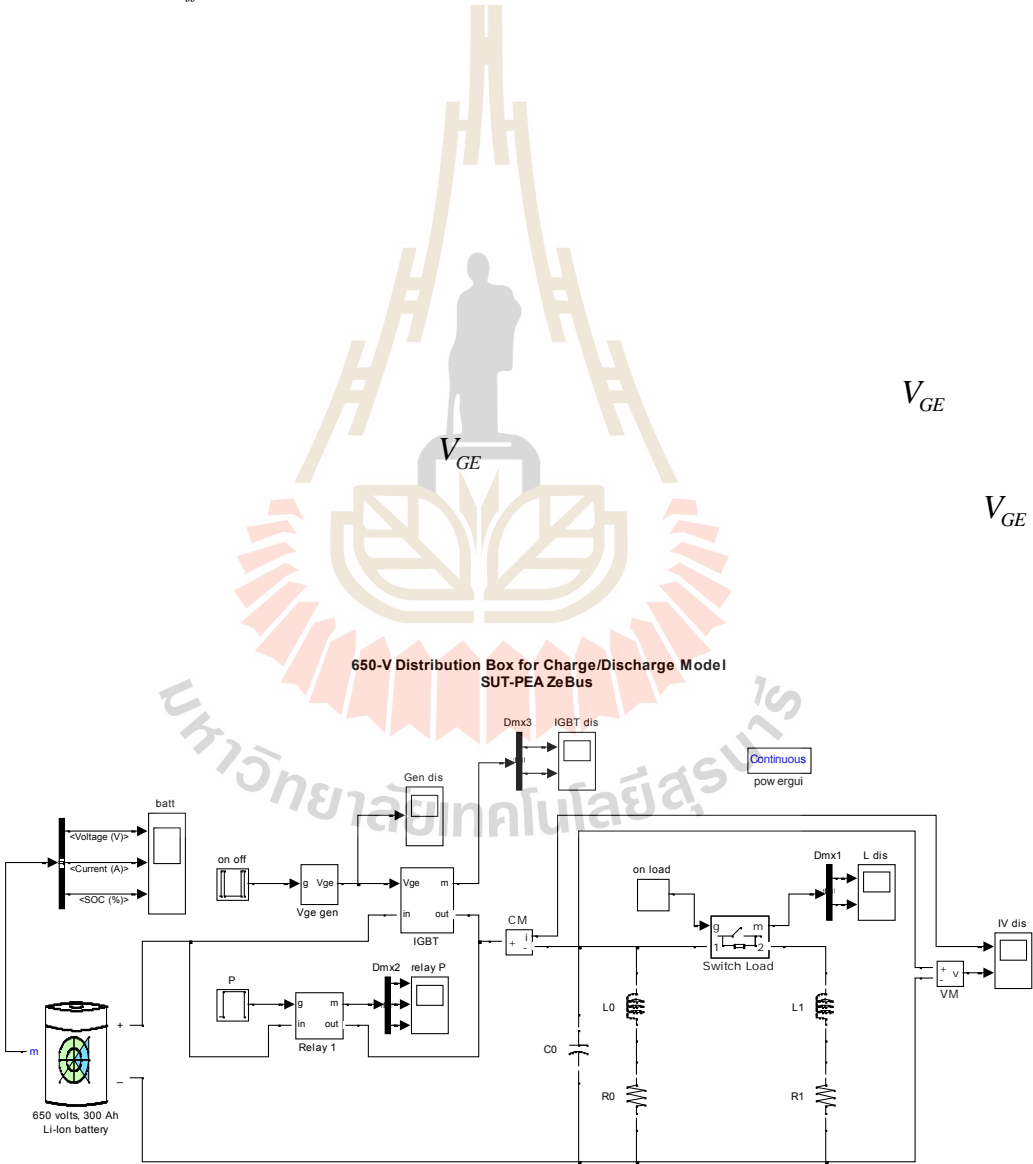
ค่าตัวเก็บประจุ C_2 หาได้จากค่าคงตัวทางเวลาดังสมการที่ (6.30)

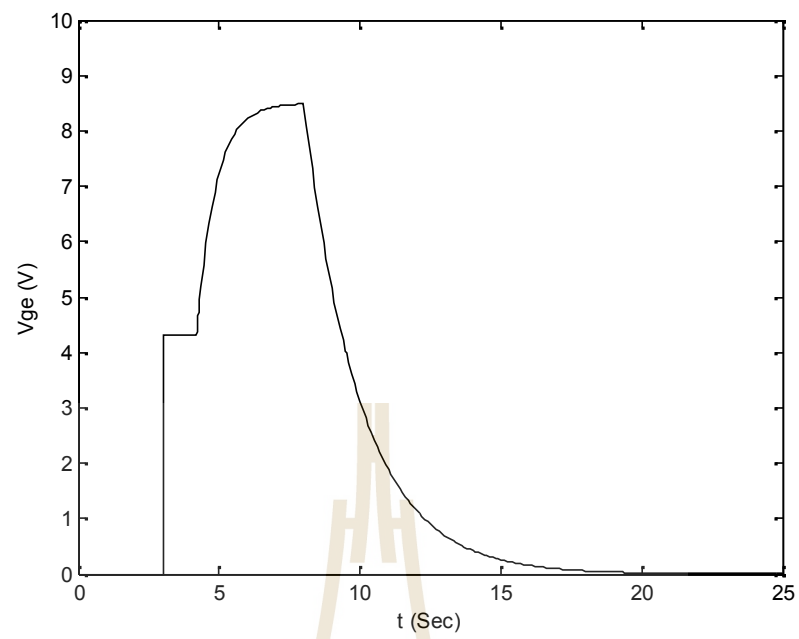
$$C_2 = \frac{t_2}{R_3} - C_{ies}$$

$$C_{ies}$$

$$C_2$$

$$t_{off} = 5R_3C_2$$

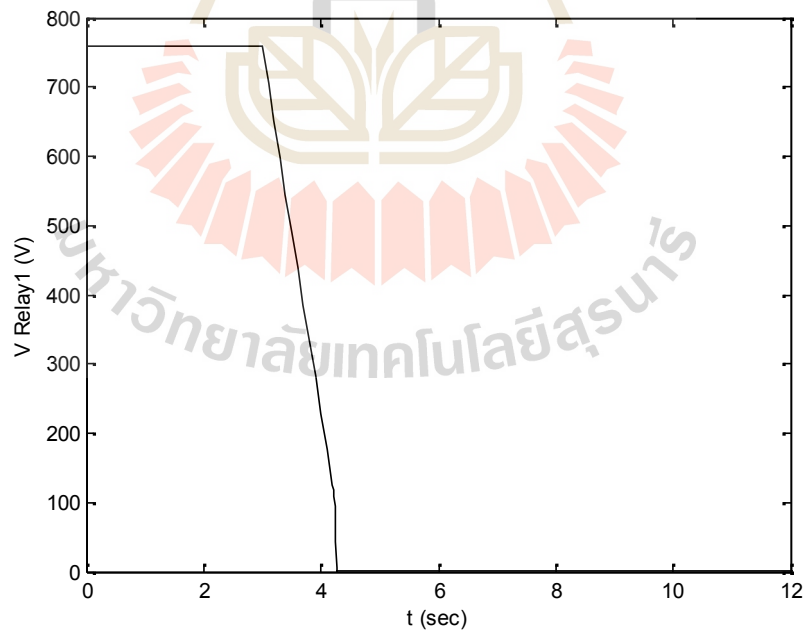
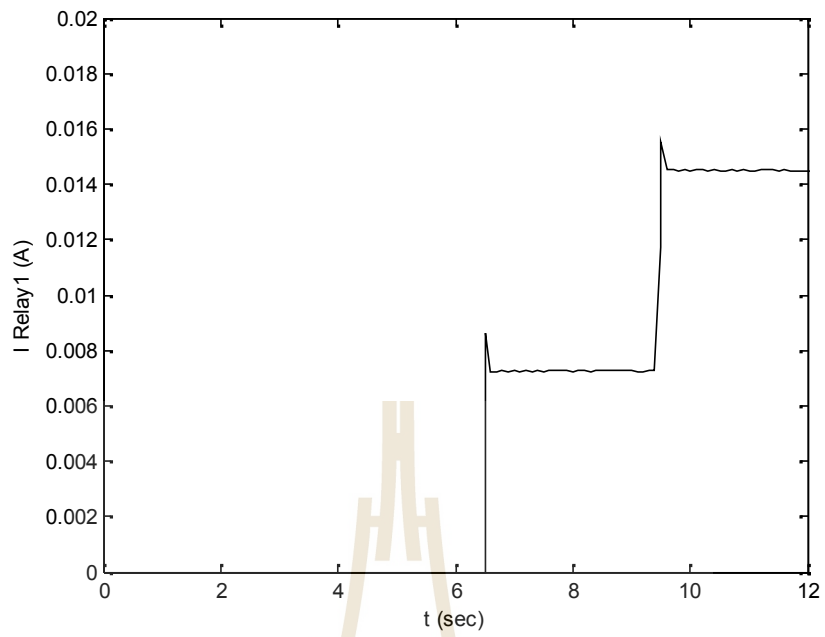


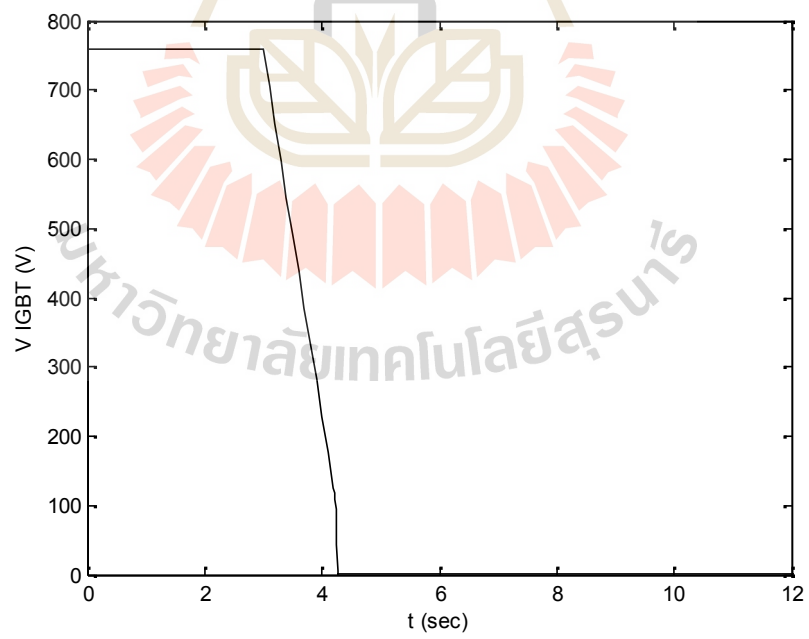
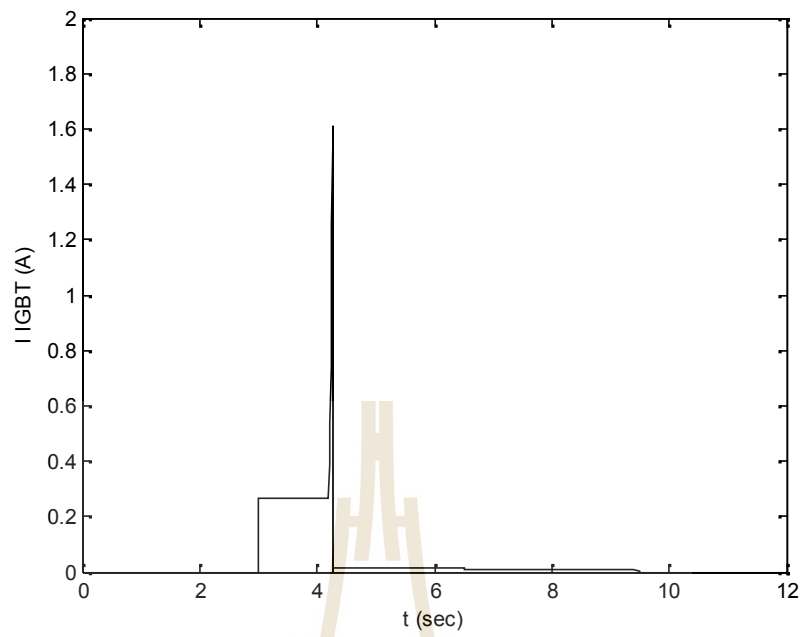


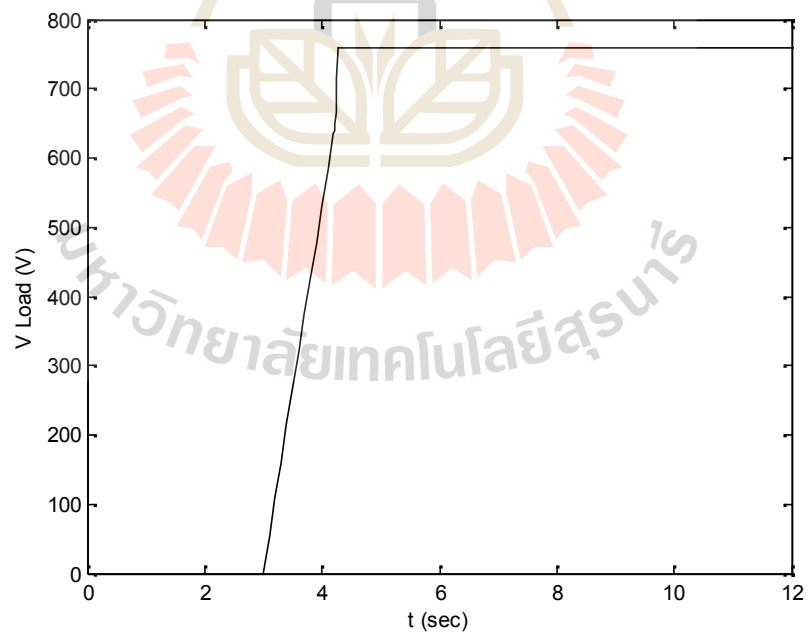
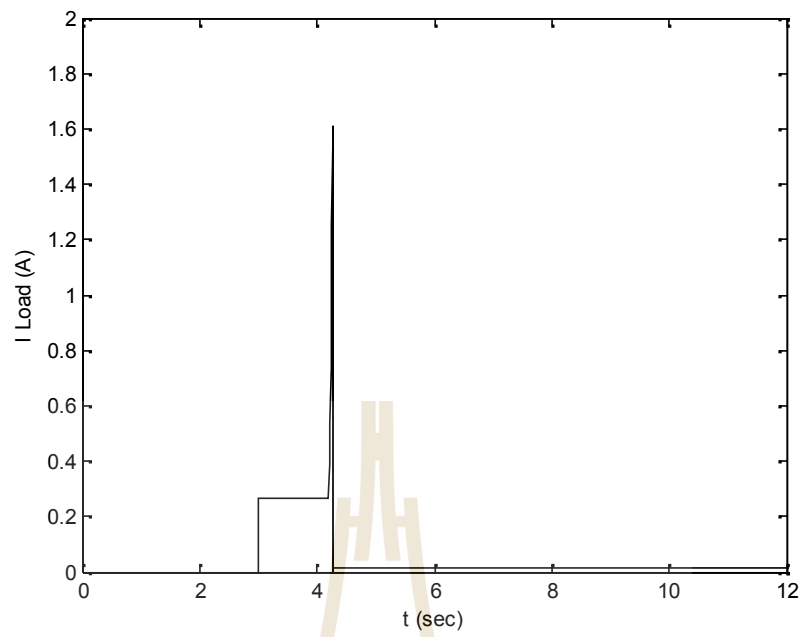
$$7.26 \times 10^{-3}$$

$$0.725 \times 10^{-4}$$

$$1.45 \times 10^{-4}$$



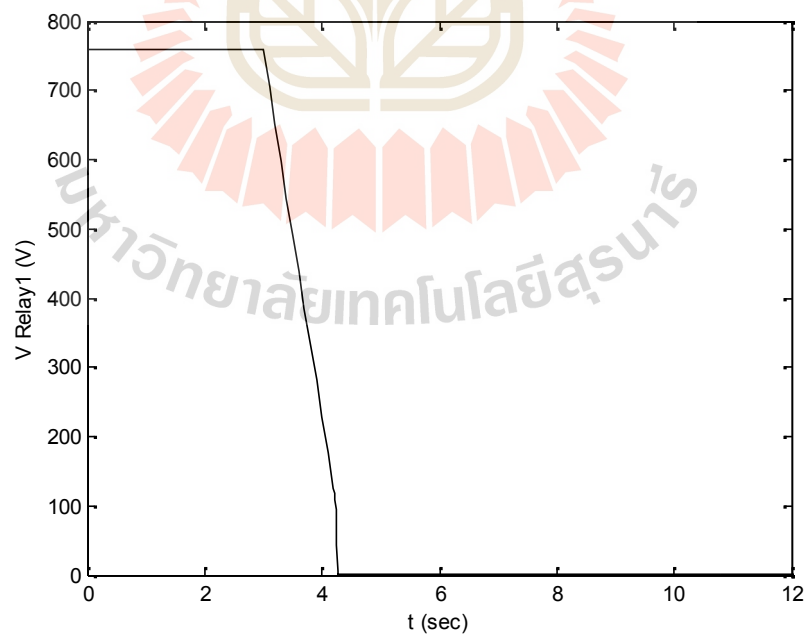
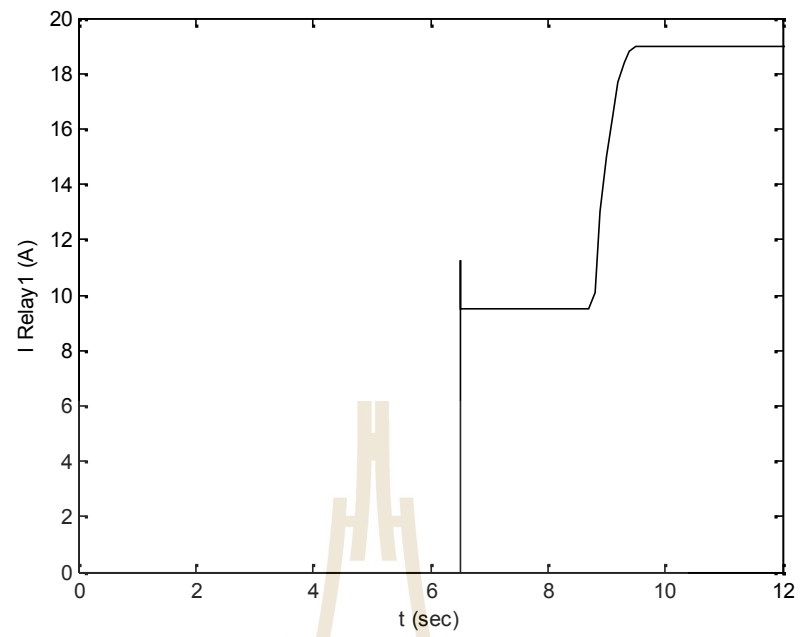


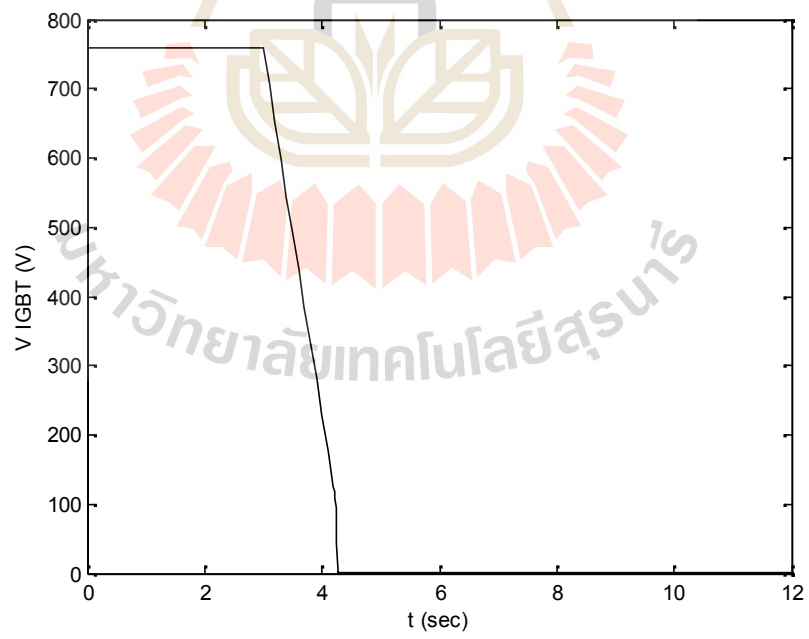
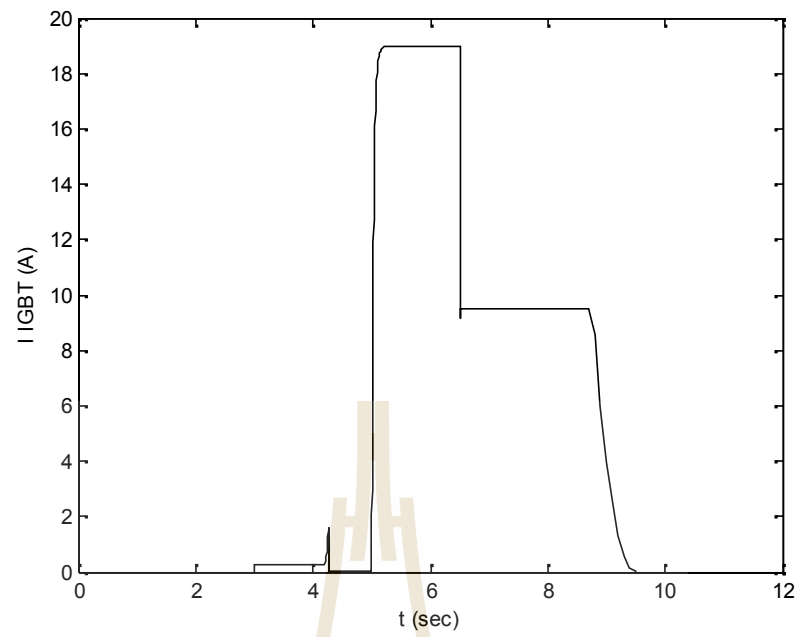


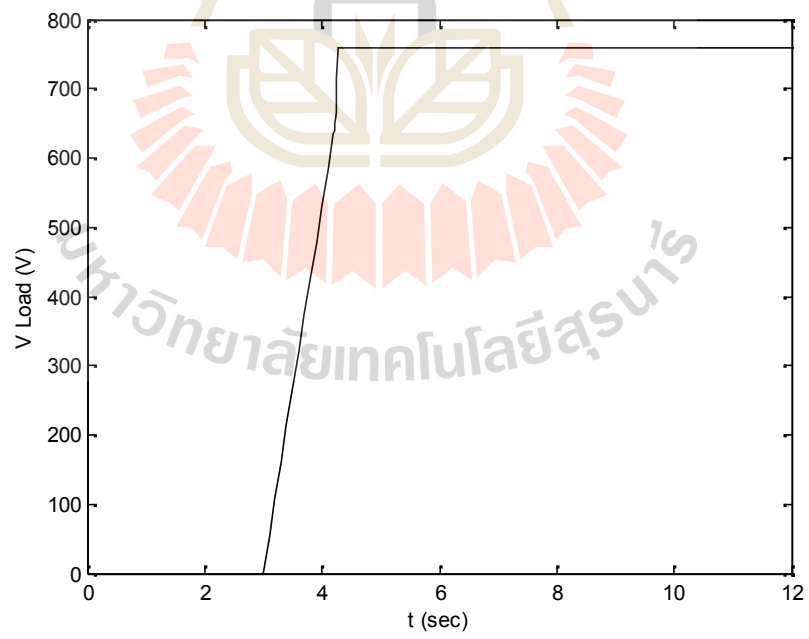
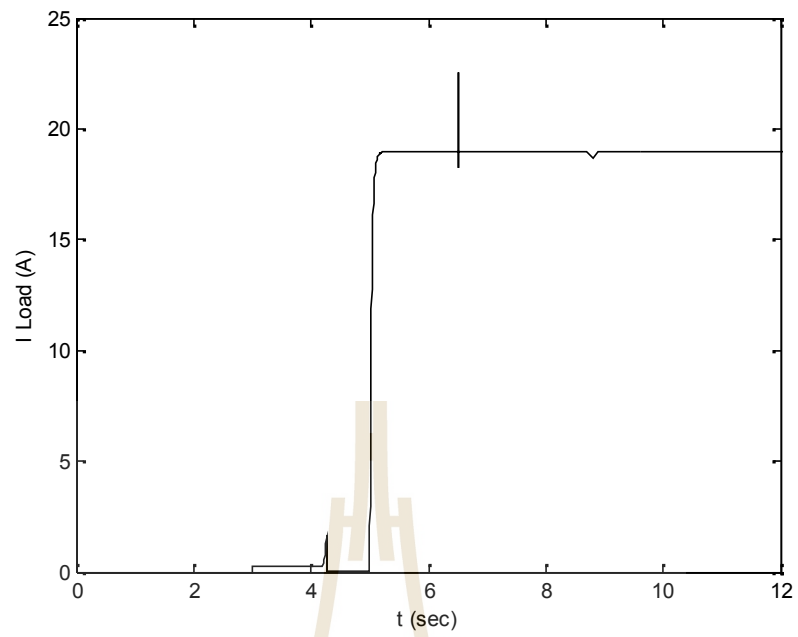
6.3.2 เมื่อเปิดรณณะโหลดทำงาน

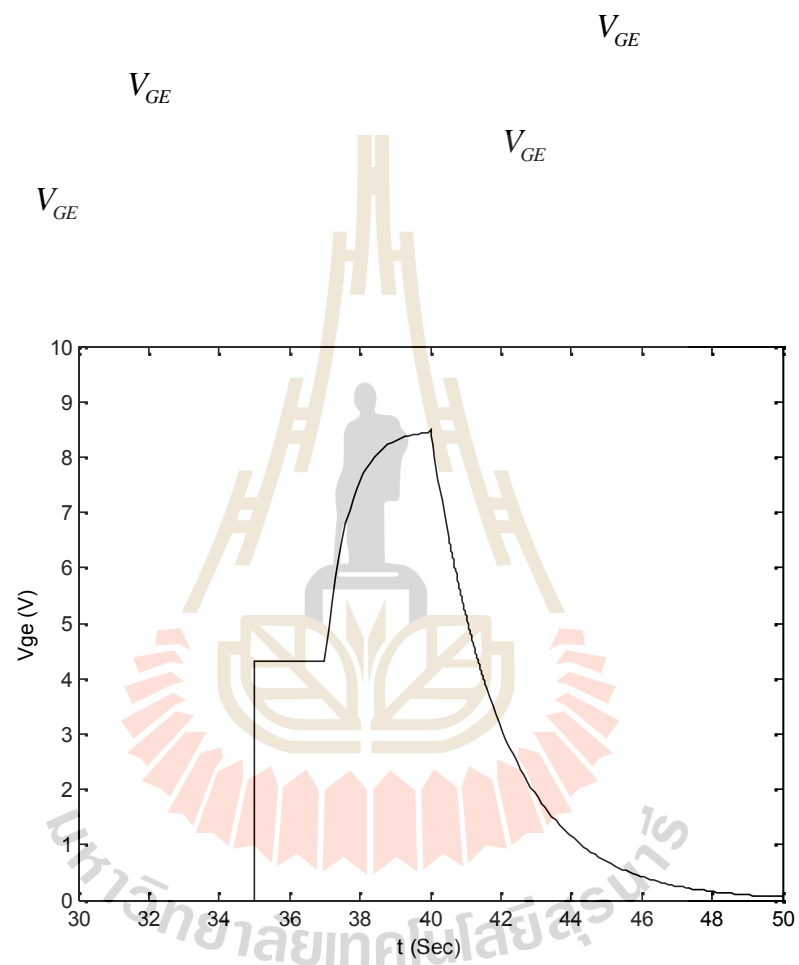
ในการจำลองสถานการณ์จะกำหนดให้การทำงานของรีเลย์หมายเลข 1 และ IGBT ให้ทำงานเหมือนกับการจำลองขณะที่โหลดไม่ทำงาน ผลการจำลองแสดงดังรูปที่ 6.12 ถึงรูปที่ 6.17

ผลการจำลองสถานการณ์ พบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 เมื่อเริ่มทำงานมีค่าสูงสุดที่ 11.25 A ที่เวลา 6.5 วินาที จากนั้นก็จะลดลงมาจนเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 9.5 A และเมื่อ IGBT เริ่มหยุดทำงานกระแสที่ไหลผ่านรีเลย์หมายเลข 1 จะค่อยๆเพิ่มขึ้นไปสูงสุดอยู่ที่ 19 A ดังแสดงในรูปที่ 6.12 แรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 เมื่อเริ่มทำงานในวินาทีที่ 6.5 จะมีค่าอยู่ที่ 0.095 V และเมื่อ IGBT หยุดนำกระแสในวินาทีที่ 9.5 แรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 จะเพิ่มขึ้นโดยมีสภาวะคงตัวที่ 0.19 V ดังแสดงในรูปที่ 6.13 กระแสที่ไหลผ่าน IGBT ที่วินาทีที่ 3 มีค่า 0.27 A จากนั้นในวินาทีที่ 4.2 กระแสที่ไหลผ่าน IGBT จะค่อยๆเพิ่มขึ้นเนื่องจาก IGBT เริ่มนำกระแสเพิ่มขึ้น มีค่าสูงสุดที่ 19 A จากนั้นเมื่อรีเลย์หมายเลข 1 ทำงานที่เวลา 6.5 วินาที กระแสก็จะลดลงมาที่ 9.5 A เมื่อหยุดจ่ายแรงดัน V_{GE} ที่ใช้สำหรับควบคุมการทำงานของ IGBT ที่เวลา 8 วินาที กระแสที่ไหลผ่าน IGBT จะค่อยๆลดลงจนกระทั่ง IGBT หยุดนำกระแสในวินาทีที่ 9.5 ดังแสดงในรูปที่ 6.14 แรงดันที่ตกคร่อมหน้า IGBT เมื่อเริ่มทำงานในวินาทีที่ 3 จะมีค่าอยู่ที่ 748.7 V และในวินาทีที่ 4.2 แรงดันตกคร่อม IGBT ก็จะค่อยๆลดลงเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 0.19 V เมื่อรีเลย์หมายเลข 1 ทำงานแรงดันจะลดลงมาที่ 0.095 V และเมื่อ IGBT เริ่มหยุดทำงาน แรงดันตกคร่อม IGBT ก็จะค่อยๆเพิ่มขึ้นเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 0.19 V ดังแสดงในรูปที่ 6.15 กระแสที่ไหลผ่านโหลดคือค่ากระแสที่ไหลผ่าน IGBT และรีเลย์หมายเลข 2 ในขณะที่รีเลย์ทำงาน โดยมีค่าสูงสุดที่ 22.5 A และกระแสที่สภาวะคงตัวอยู่ที่ 19 A ดังแสดงในรูปที่ 6.16 แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะค่อยๆเพิ่มขึ้นในขณะที่ IGBT เมื่อจำกัดการนำกระแสของ IGBT โดยจะมีค่าอยู่ที่ 10.7 V และเมื่อ IGBT ทำงานเต็มพิกัดหรือรีเลย์หมายเลข 1 ทำงาน แรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะค่อยๆมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งมีค่าอยู่ที่ 758.8 V ดังแสดงในรูปที่ 6.17







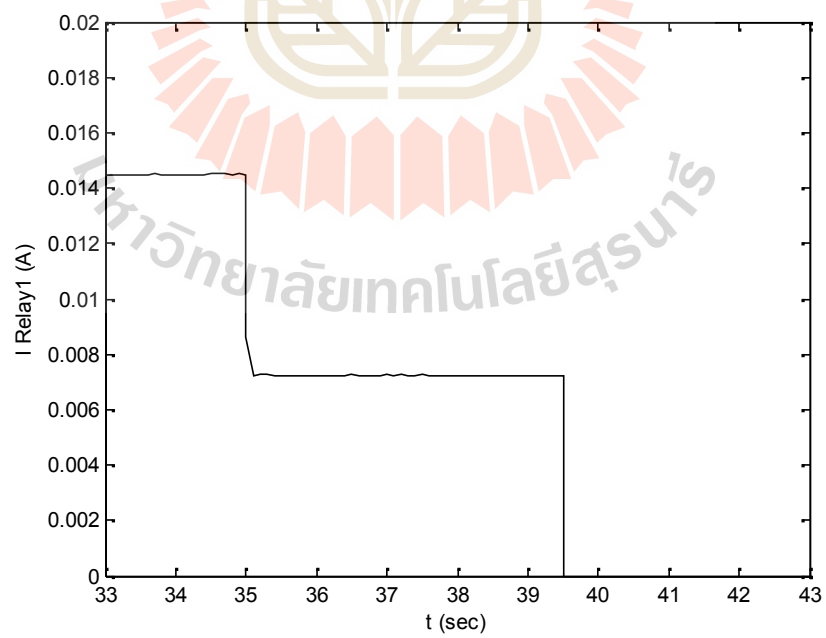
 V_{GE}

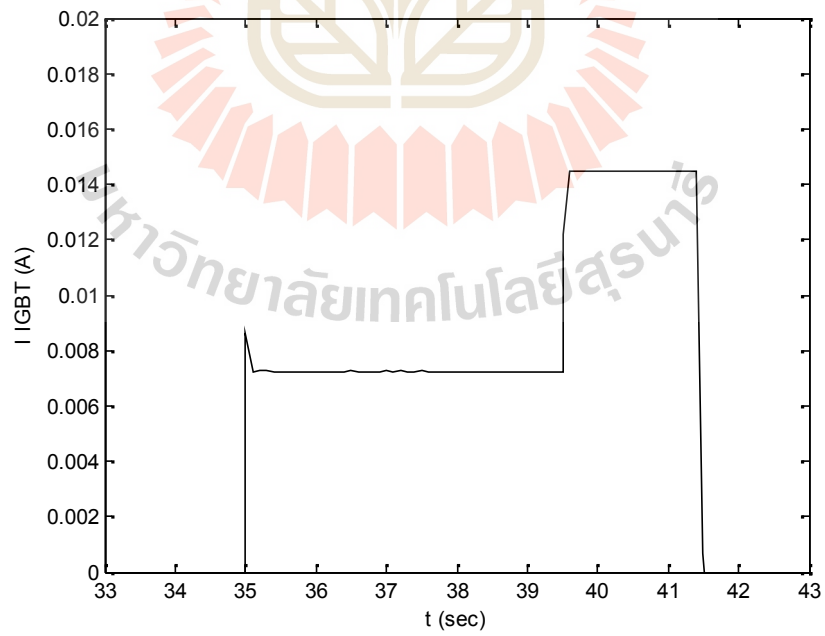
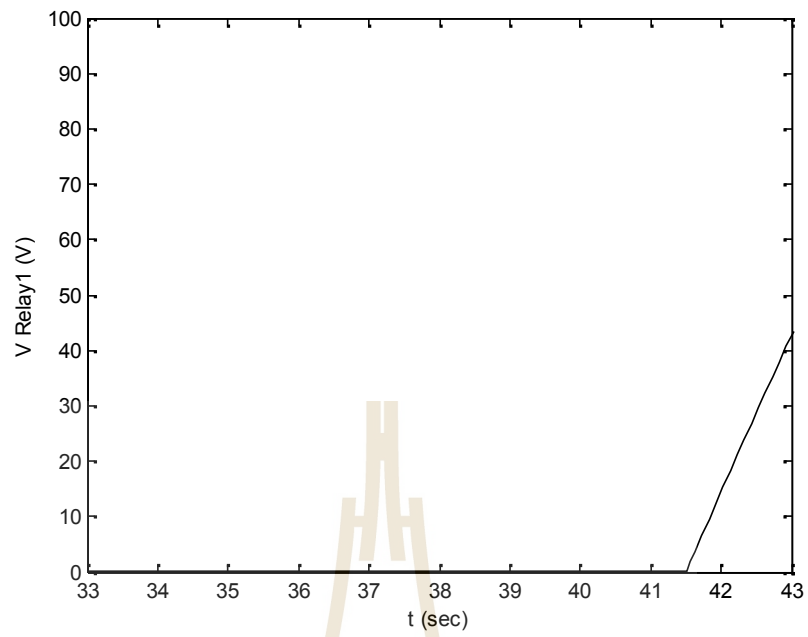
V_{GE}

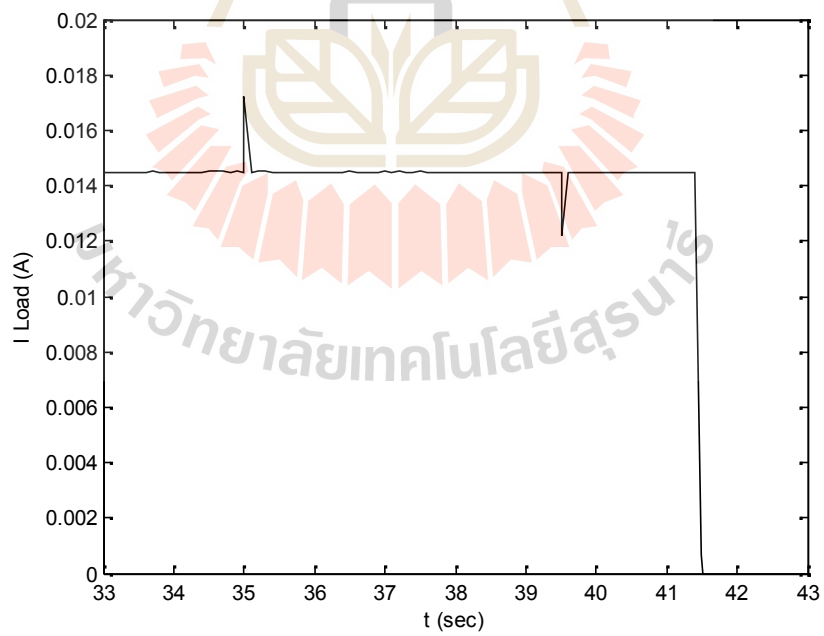
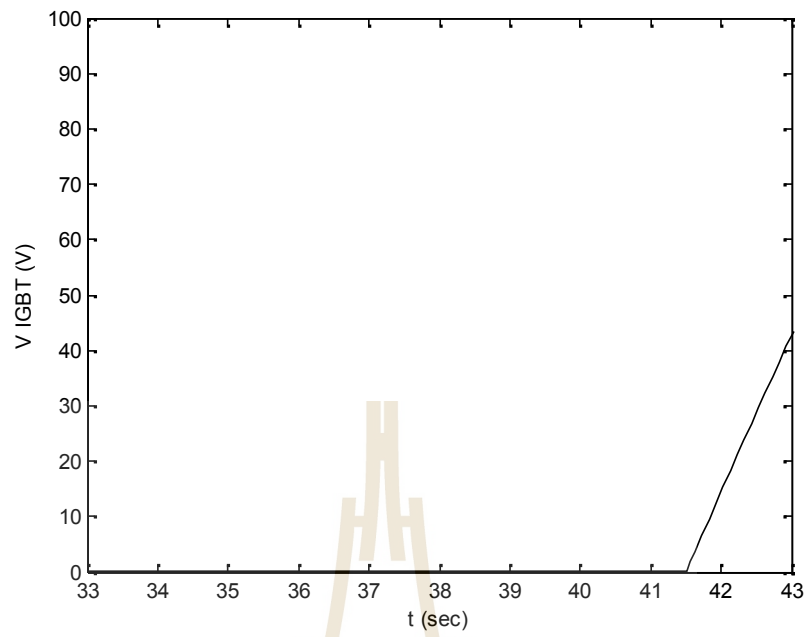
1.45×10^{-4}

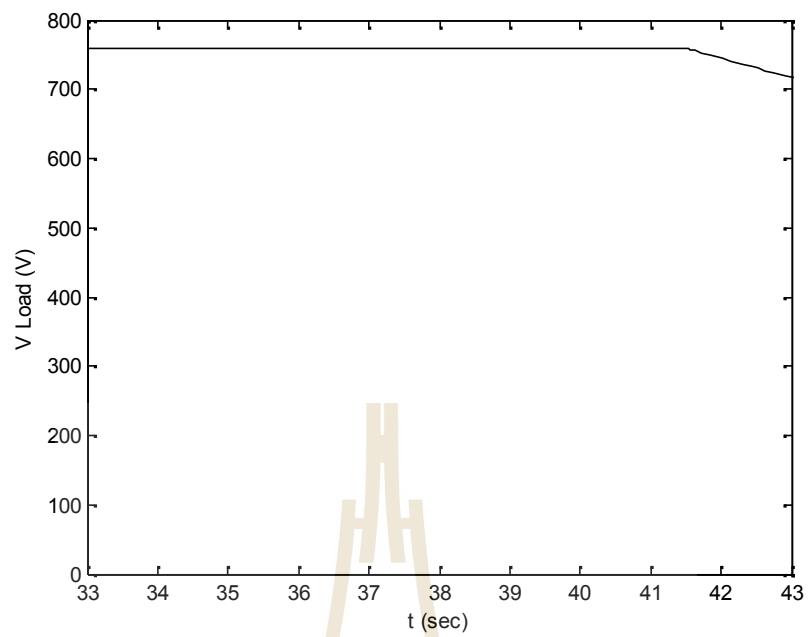
0.725×10^{-4}

0.725×10^{-4}
 1.45×10^{-4}







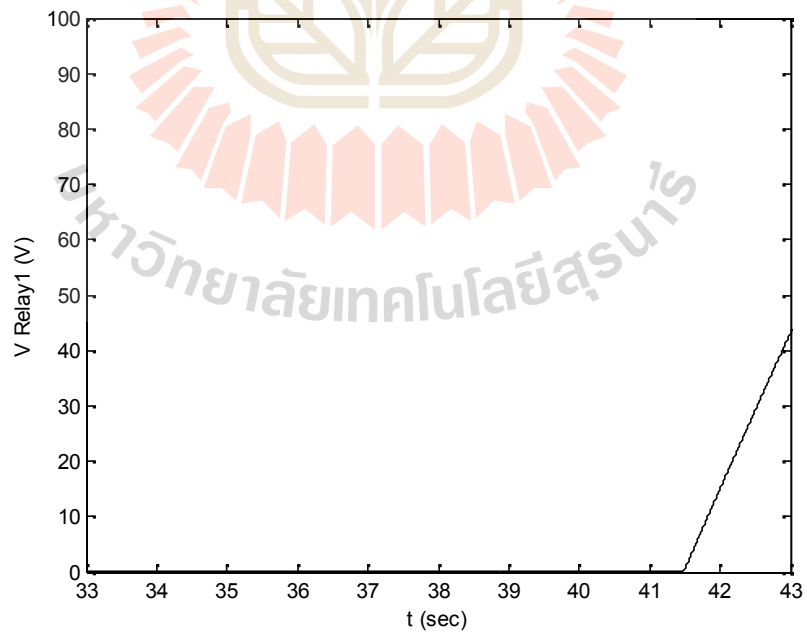
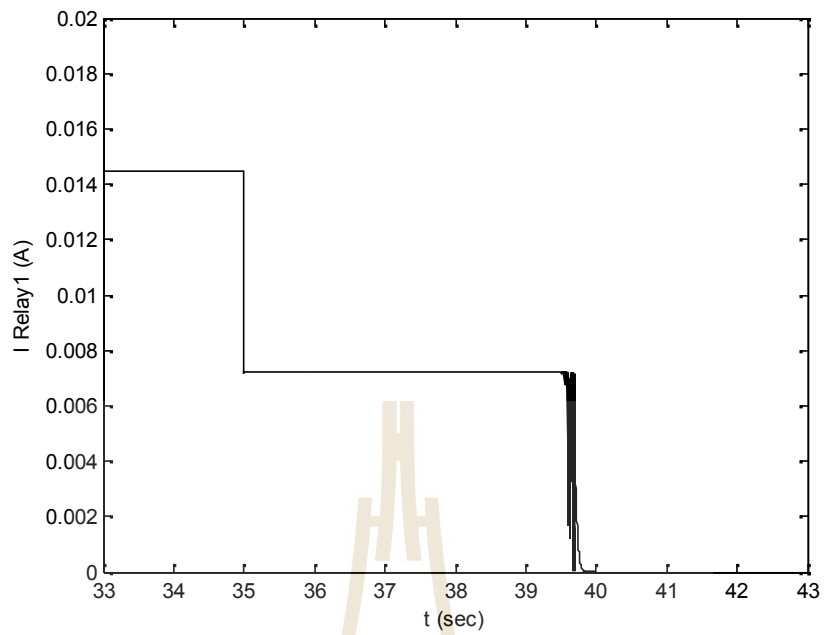


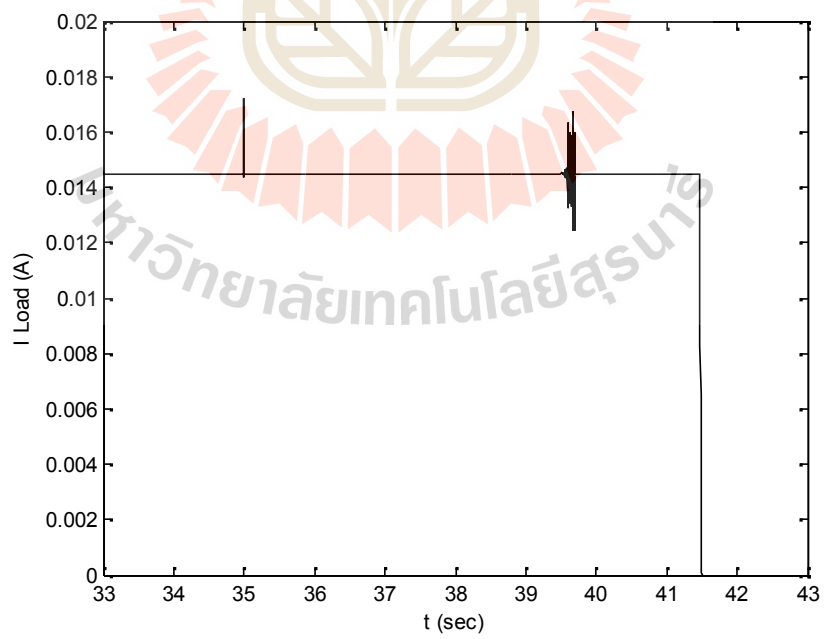
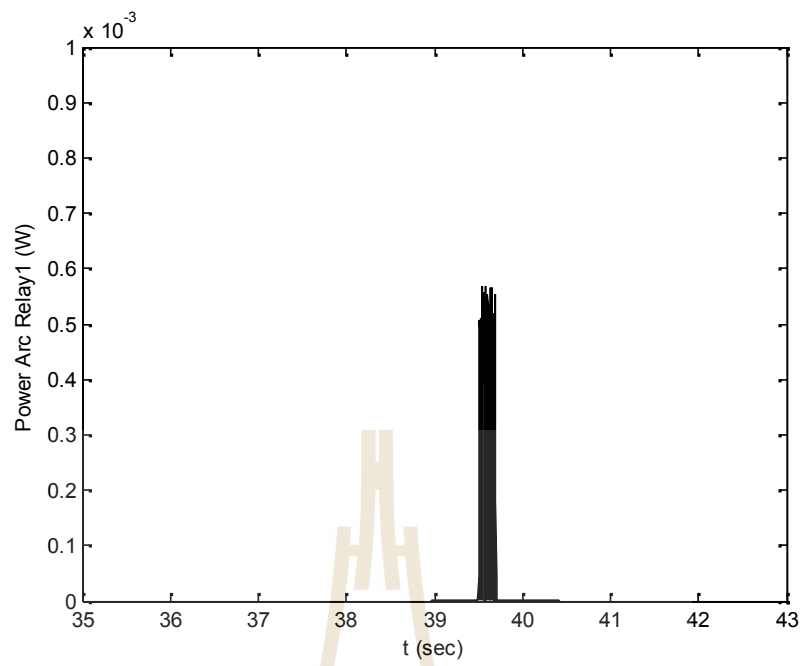
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

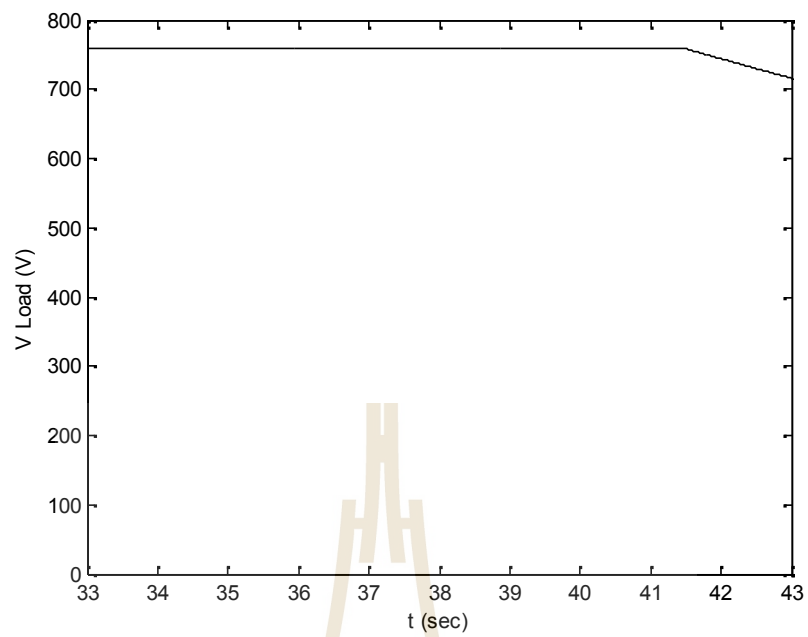
1.45×10^{-4}

0.725×10^{-4}

0.568×10^{-3}

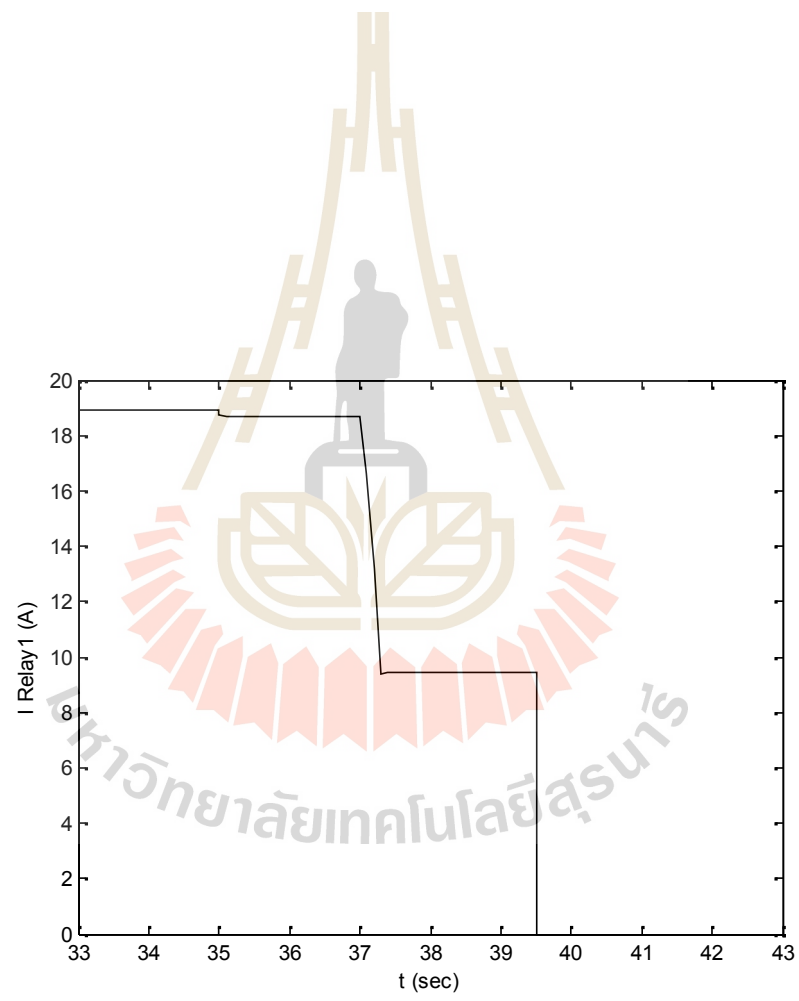


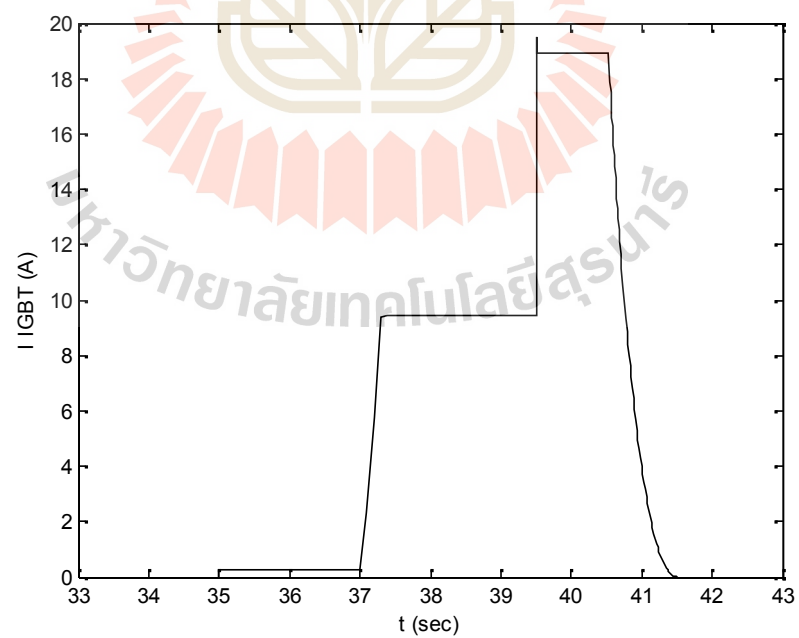
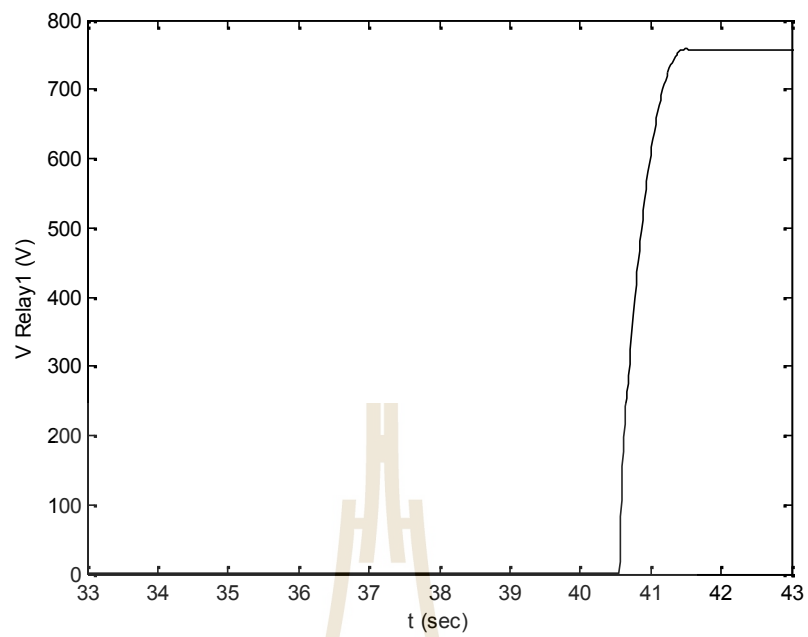


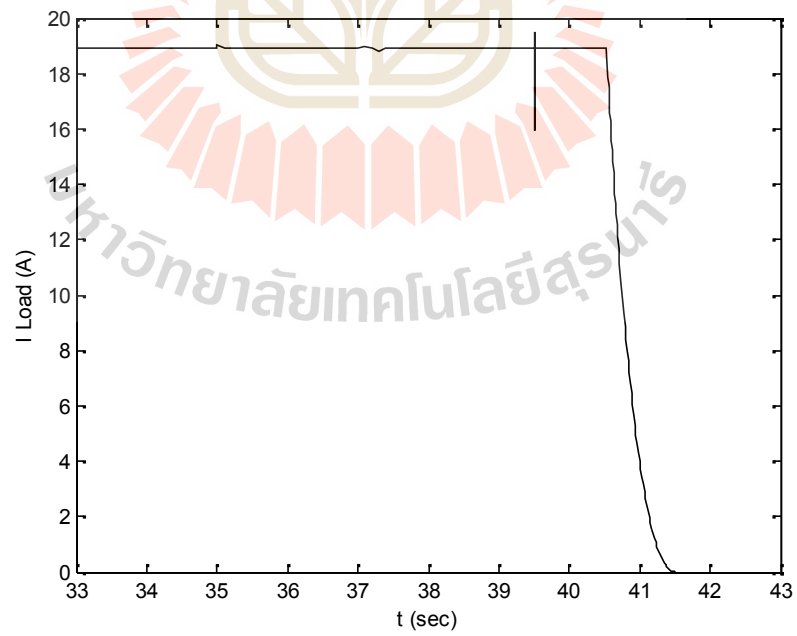
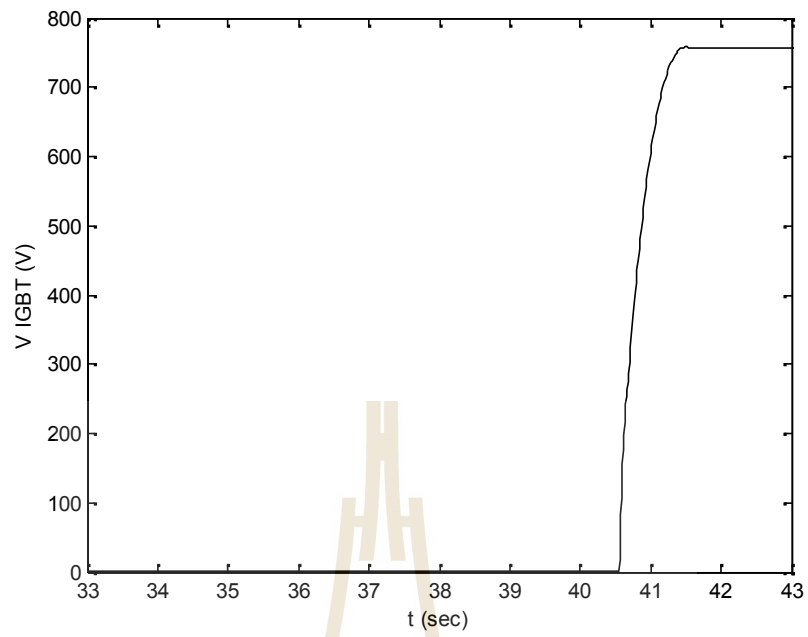


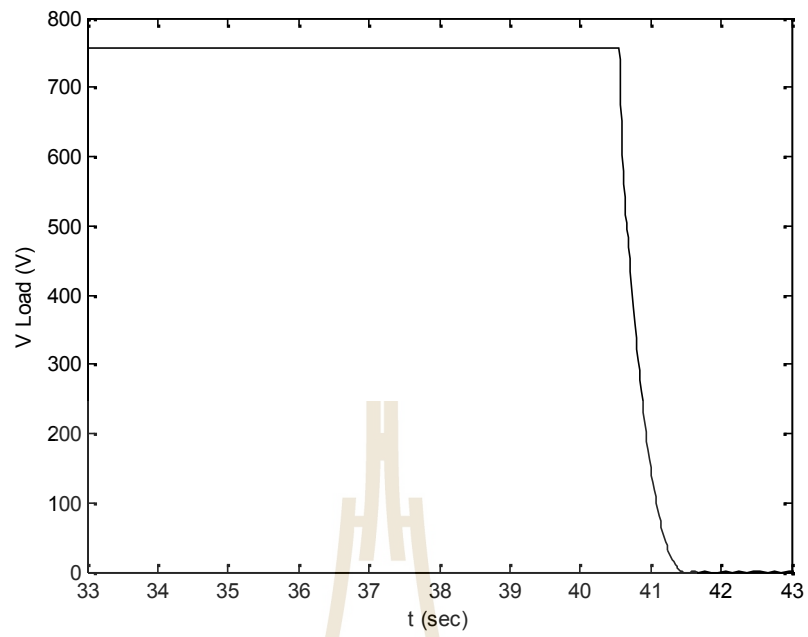
$$V_{GE}$$

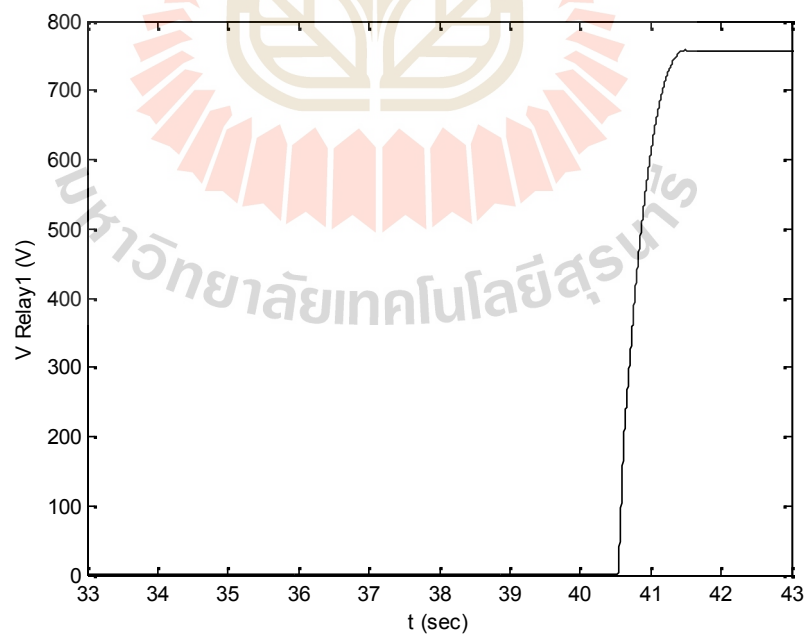
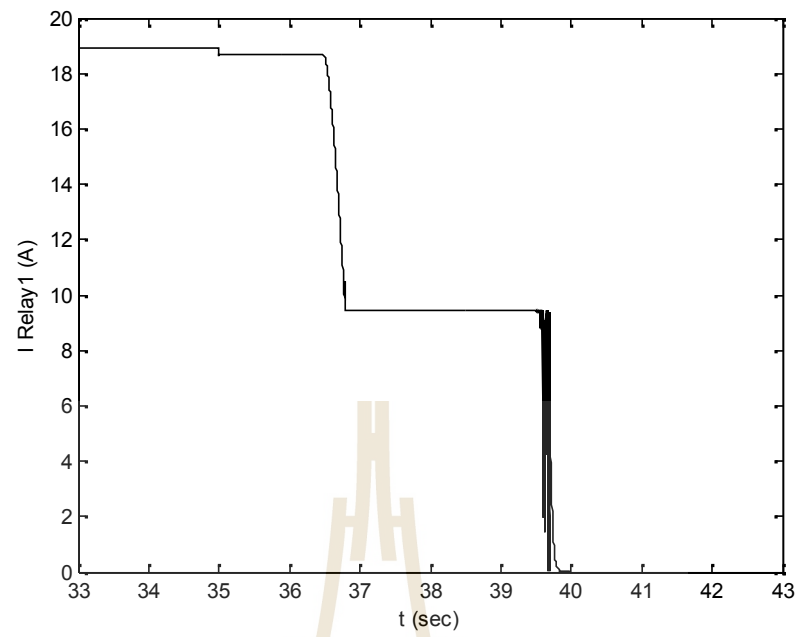
$$V_{GE}$$

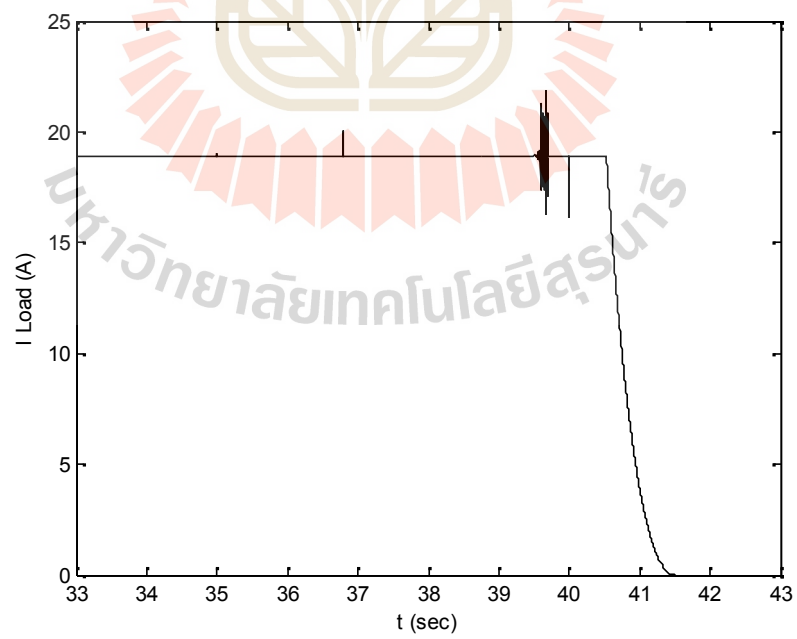
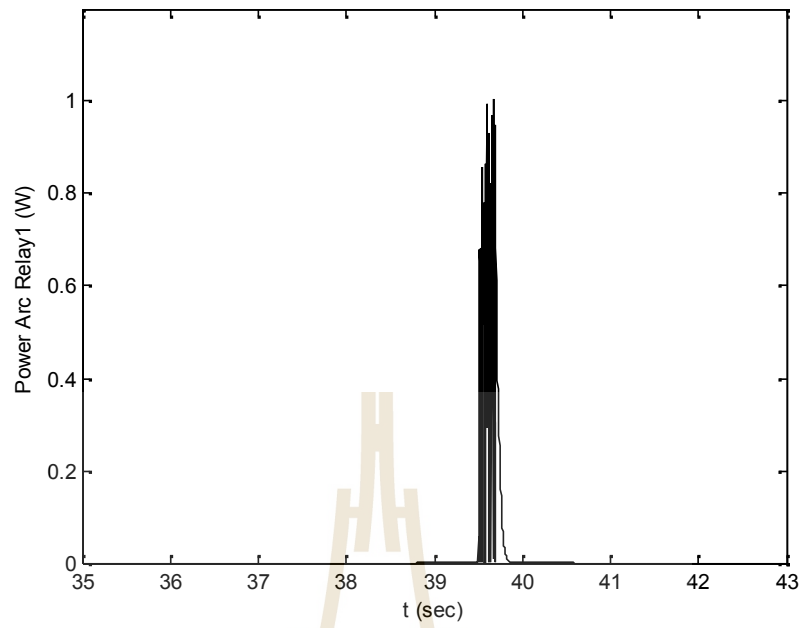


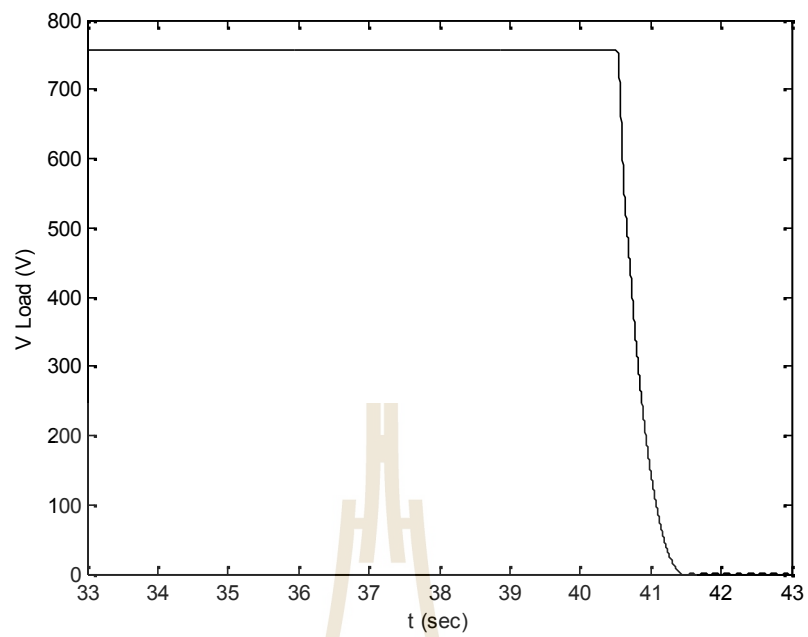


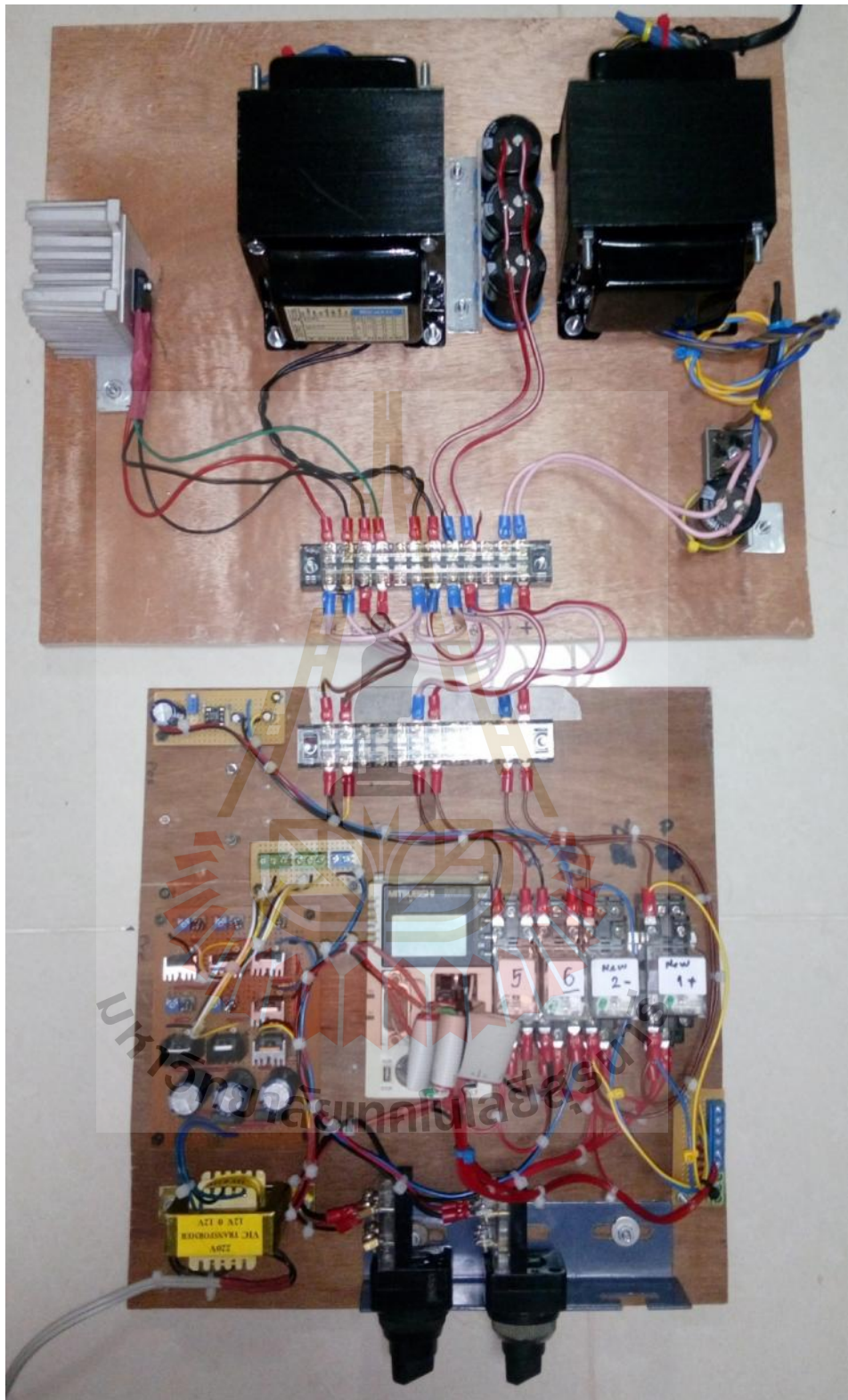








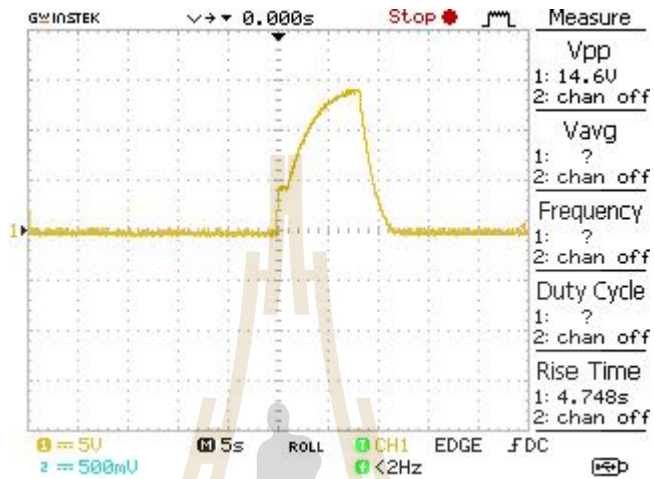




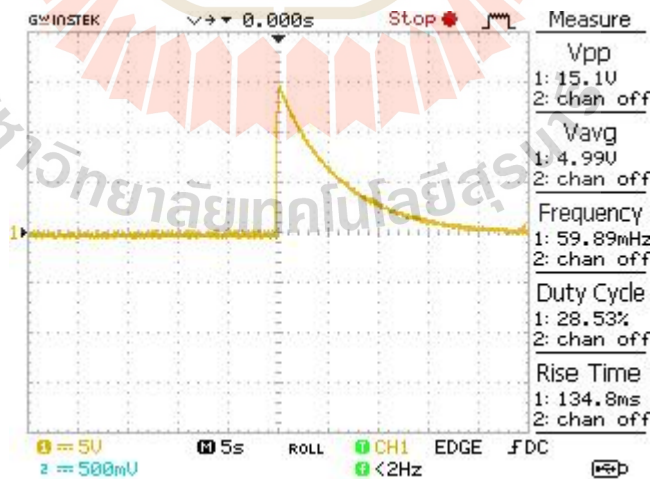
V_{GE}

V_{GE}

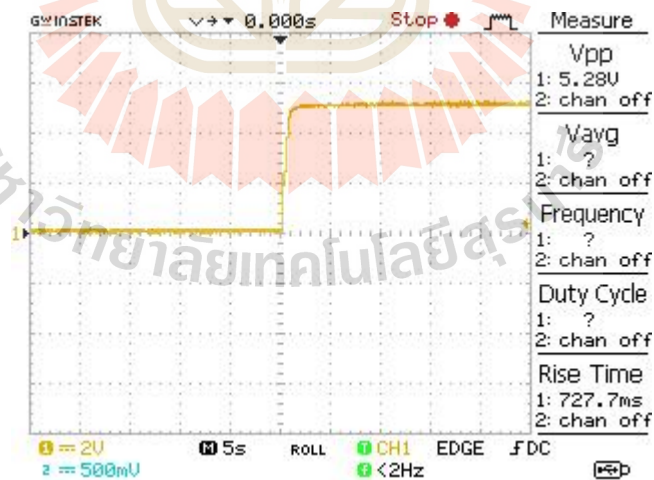
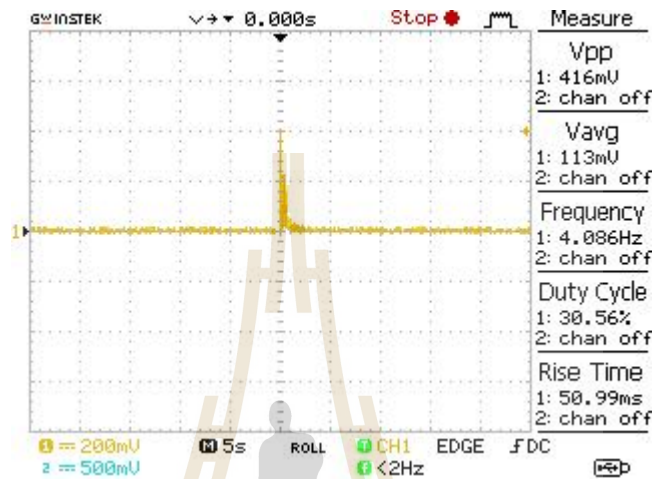
V_{GE}



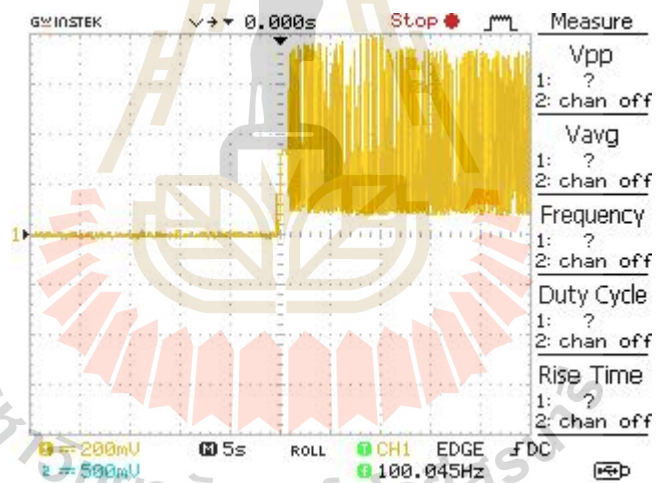
V_{GE}

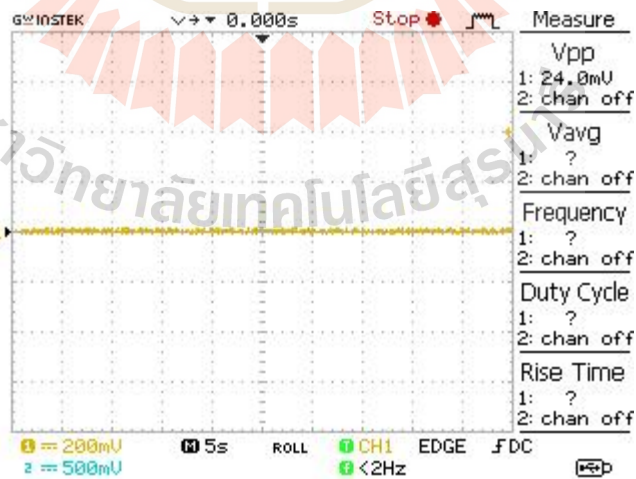
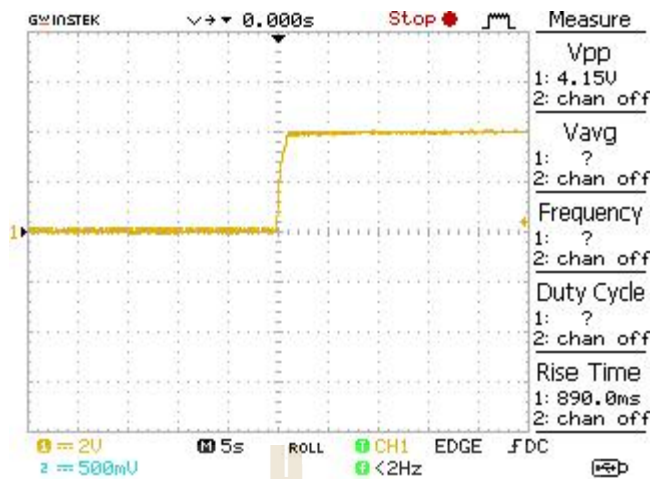


V_{GE}

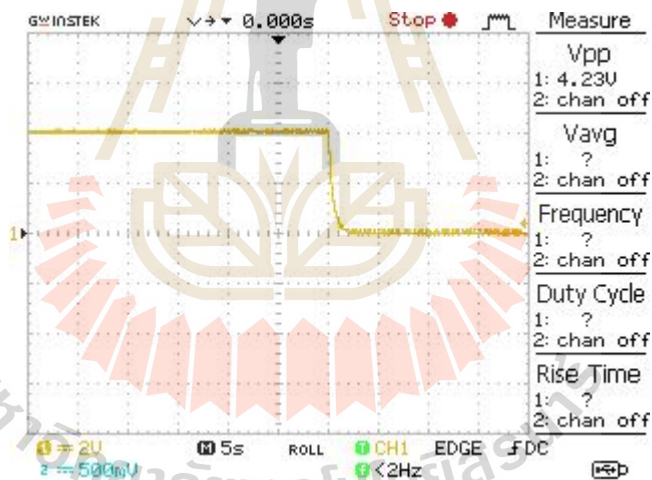
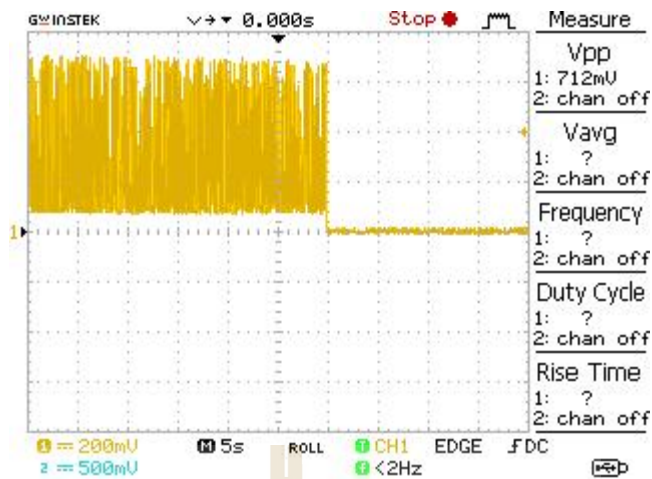


V_{GE}





 V_{GE}



V_{GE}

ทำงานที่พิกัดแรงดันค่าหนึ่ง เพื่อควบคุมกระแสไม่ให้เกิดการกระชากเนื่องจากโหลดตัวเก็บประจุที่อยู่ในอินเวอร์เตอร์ จากนั้นก็จะค่อยเพิ่มแรงดัน V_{GE} ของ IGBT จนกระทั่ง IGBT นำกระแสเต็มพิกัด เพื่อลดแรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเล็กเตอร์ และขาอีมีตเตอร์ ของ IGBT จากนั้นจึงให้รีเลย์ทำงาน จากนั้นจึงเปิดระบบ แล้วจึงหยุดการทำงานของ IGBT ระบบการเปิดรถโดยสารไฟฟ้าก็จะสมบูรณ์ ในส่วนขั้นตอนการปิดระบบจะเริ่มจากรีเลย์กำลังทำงานอยู่ จากนั้นจะควบคุมให้ IGBT ทำงานเต็มพิกัด ในขั้นตอนถัดมาจะหยุดการทำงานของรีเลย์ เพื่อให้กระแสไหลผ่าน IGBT แทน จากนั้นจึงค่อยๆลดแรงดัน V_{GE} ของ IGBT ให้ค่อยๆลดลงจนกระทั่ง IGBT หยุดนำกระแส เพื่อควบคุมกระแสให้ค่อยๆลดลง สำหรับลดอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลาอันเป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันกระชากเนื่องจากโหลดตัวเหนี่ยวนำ แล้วจึงหยุดการทำงานของรีเลย์ ระบบปิดการทำงานของรถโดยสารไฟฟ้าก็จะสมบูรณ์ จากขั้นตอนการออกแบบนั้นจึงนำระบบควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า ที่ได้จากการคำนวณมาจำลองการทำงานของระบบรถโดยสารไฟฟ้าในสถานการณ์ต่างๆ เพื่อวิเคราะห์ผลการแก้ปัญหาที่รีเลย์เกิดการอาร์ค โดยในการจำลองสถานการณ์จะแบ่งการจำลองออกเป็นช่วงที่เปิดและปิดรถโดยสารไฟฟ้า ซึ่งจะแบ่งเป็นกรณีที่โหลดหยุดทำงานและโหลดกำลังทำงาน นอกจากนี้ยังพิจารณาผลของการอาร์คร่วมด้วย โดยแบ่งเป็นกรณีไม่รวมผลของการอาร์คและรวมผลของการอาร์ค

ในการจำลองช่วงเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้าขณะโหลดไม่ทำงาน พบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 มีค่าสูงสุดที่ 0.0087 A ซึ่งมีขนาดต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของรีเลย์ ในส่วนของกระแสที่ไหลผ่าน IGBT มีค่าสูงสุดที่ 1.6 A ซึ่งต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของ IGBT นั้นหมายความว่าในกรณีนี้จะไม่ส่งผลให้รีเลย์และ IGBT เกิดความเสียหาย และในช่วงปิดระบบกระแสที่ไหลผ่านรีเลย์หมายเลข 1 ก่อนที่จะปิดระบบมีค่า 0.0145 A และจะมีค่าลดลงเมื่อ IGBT ทำงานอยู่ที่ 0.0072 A จากนั้นเมื่อรีเลย์หยุดทำงานไม่เกิดกระแสกระชากที่หน้าสัมผัสรีเลย์ และแรงดันที่ตกคร่อมรีเลย์หมายเลข 1 คือแรงดันที่ตกคร่อม IGBT โดยจะค่อยๆเพิ่มขึ้นเมื่อ IGBT ค่อยๆหยุดนำกระแสและไม่เกิดการกระชากของแรงดัน ขณะที่กำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คมีค่าเพียง 0.568×10^{-3} วัตต์ ซึ่งน้อยมากไม่เพียงพอที่จะก่อให้เกิดการอาร์ค

ในการจำลองช่วงเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้าขณะโหลดทำงาน พบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หมายเลข 1 มีค่าสูงสุดที่ 19 A ซึ่งเป็นกระแสโหลดและมีขนาดต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของรีเลย์ โดยไม่เกิดการกระชากของกระแส ในส่วนของกระแสที่ไหลผ่าน IGBT มีค่าสูงสุดที่ 19 A ซึ่งเป็นกระแสโหลดและต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของ IGBT ไม่เกิดการกระชากของกระแส นั้นหมายความว่าในกรณีนี้จะไม่ส่งผลให้รีเลย์และ IGBT เกิดความเสียหาย และในช่วงปิดระบบกระแสที่ไหลผ่านรีเลย์หมายเลข 1 ก่อนที่จะปิดระบบมีค่า 18.93 A และจะมีค่าลดลงเมื่อ IGBT

ทำงานเต็มพิกัดอยู่ที่ 9.46 A จากนั้นเมื่อรีเลย์หยุดทำงานไม่เกิดกระแสกระชากที่หน้าสัมผัสรีเลย์ และแรงดันที่ตกคร่อมรีเลย์หมายเลข 1 คือแรงดันที่ตกคร่อม IGBT โดยจะค่อยๆเพิ่มขึ้นเมื่อ IGBT ค่อยๆหยุดนำกระแสและไม่เกิดการกระชากของแรงดัน ขณะที่กำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คมีค่าเพียง 1 วัตต์ ซึ่งน้อยมากไม่เพียงพอที่จะก่อให้เกิดการอาร์ค

ในการทดสอบการทำงานของระบบช่วยเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้าด้วย IGBT ได้สร้างชุดทดสอบโดยจะแบ่งการดำเนินงานออกเป็น 4 กรณี คือกรณีเปิดและปิดโหลดตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว และกรณีเปิดและปิดโหลดตัวเก็บประจุต่อขนานกับโหลดตัวเหนี่ยวนำ และกรณีปิดโหลดตัวเก็บประจุและโหลดตัวเหนี่ยวนำ โหลดที่ใช้ในการทดสอบจะใช้ตัวเก็บประจุค่า 30,000 μF , ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 1.2 H และความต้านทานมีค่า 12 Ω

ในการทดสอบเปิดระบบโหลดตัวเก็บประจุ พบว่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดจะมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 4.16 A จากนั้นจะค่อยๆลดลงจนมีค่าประมาณ 0 A เนื่องจากประจุในตัวเก็บประจุเริ่มเต็ม ในส่วนแรงดันที่ตกคร่อมโหลดในช่วงที่ IGBT เริ่มทำงานมีค่าอยู่ที่ 22 V จากนั้นจะค่อยๆเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดที่ 52.8 V และในช่วงปิดระบบไม่พบการอาร์คที่หน้าสัมผัสของรีเลย์ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านโหลดก่อนที่จะปิดระบบมีค่าประมาณ 0 A และแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะลดลงช้ามาก โหลดตัวเก็บประจุมีค่าสูงมากการคายประจุจึงเป็นไปอย่างช้าๆ

ในการทดสอบเปิดระบบโหลดตัวเก็บประจุต่อขนานกับโหลดตัวเหนี่ยวนำ พบว่ากระแสที่ไหลผ่านโหลดในช่วงที่ IGBT เริ่มทำงานมีค่าอยู่ที่ 1.6 A และจะค่อยๆเพิ่มสูงขึ้นโดยมีค่าสูงสุดประมาณ 4 A ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมโหลดในช่วงที่ IGBT เริ่มทำงานมีค่าอยู่ที่ 20 V จากนั้นจะค่อยๆเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดที่ 41.5 V ในช่วงปิดระบบไม่พบการอาร์คที่หน้าสัมผัสของรีเลย์ เนื่องจากกระแสยังคงไหล IGBT ขณะรีเลย์หยุดทำงาน และแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะค่อยๆลดลงตามการทำงานของ IGBT โดยไม่เกิดการกระชาก กระแสที่ไหลผ่านโหลดผ่านโหลดในขณะปิดระบบก็ไม่เกิดการกระชากเช่นกัน

บทที่ 7

ระบบการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์

7.1 บทนำ

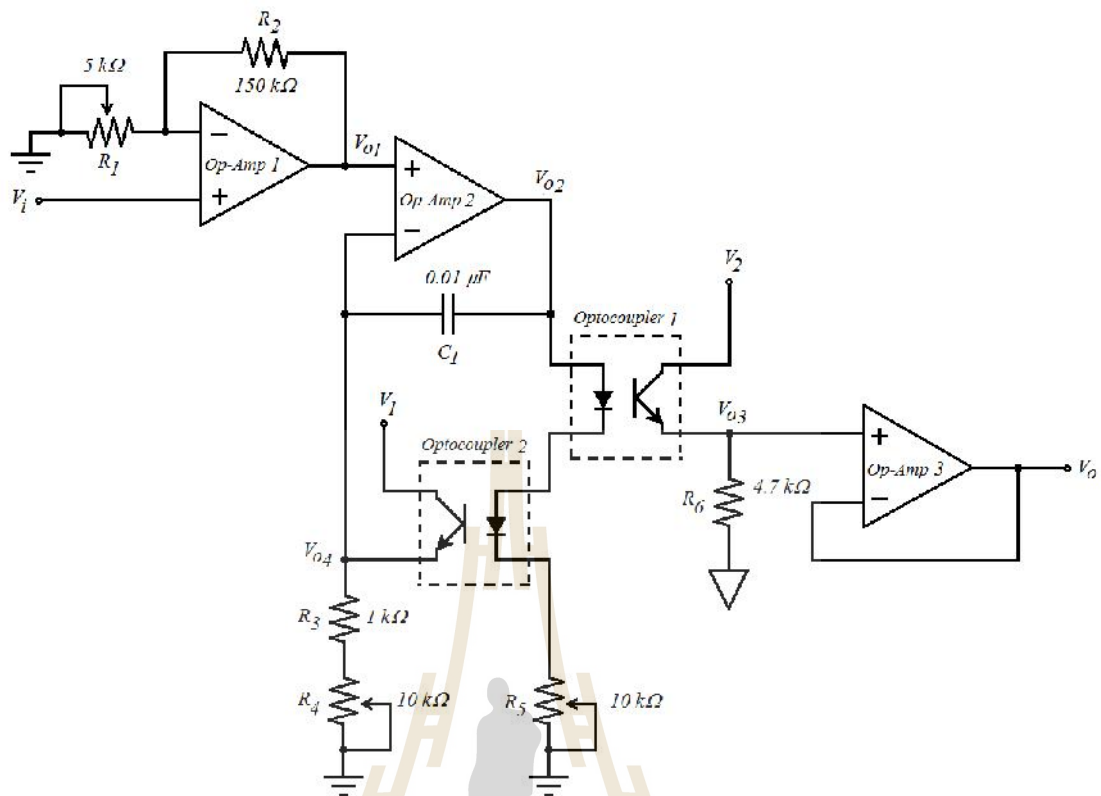
ในส่วนของบทนี้จะอธิบายรายละเอียดการออกแบบระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ของรถโดยสารไฟฟ้า โดยแบ่งเป็นการออกแบบวงจรการวัดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์และการแสดงผลข้อมูลผ่านระบบ CAN Bus การทดสอบการทำงานของระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์จะใช้รีเลย์ขนาดเล็กในการทดสอบ

7.2 การออกแบบระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์

การออกแบบวงจรตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์จะอาศัยการวัดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของหน้าสัมผัสรีเลย์ โดยถ้าแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสของรีเลย์มีการเปลี่ยนแปลง จะสามารถบอกได้ว่าหน้าสัมผัสของรีเลย์มีคุณภาพลดลง ซึ่งอาจมีสาเหตุมาจากการอาร์ค หรือคราบเขม่าที่บริเวณหน้าสัมผัส

7.2.1 วงจรวัดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์

การออกแบบวงจรจะเริ่มจากวงจรขยายสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ก่อนเนื่องจากค่าความต้านทานของหน้าสัมผัสรีเลย์มีค่าน้อยมาก ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์จึงมีค่าน้อยเช่นกัน ในการขยายแรงดันจะใช้วงจรดังแสดงในรูปที่ 7.1 เริ่มจากวงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟสด้วยออปแอมป์หมายเลข 1 จากนั้นใช้ ออปโตคัปเปิลอร์หมายเลข 1 ในการแยกสัญญาณ เพื่อป้องกันไม่ให้ไฟฟ้าแรงสูงที่มาจากหน้าสัมผัสรีเลย์ผ่านเข้ามาสู่ระบบการควบคุม ออปแอมป์หมายเลข 2 และออปโตคัปเปิลอร์หมายเลข 2 ทำหน้าที่ในการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของ ออปโตคัปเปิลอร์หมายเลข 1 ให้ระบบมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น



รูปที่ 7.1 วงจรตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์

จากรูปที่ 7.1 การออกแบบจะเริ่มพิจารณาเอาต์พุตของระบบ แรงดันเอาต์พุต V_o จะมีค่าเท่ากับ V_{o3} เนื่องจากออปแอมป์หมายเลข 3 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดัน ดังนั้นสมการแรงดันเอาต์พุตหาได้ด้วยสมการที่ (7.1) และสมการที่ (7.2)

$$V_o = V_{o3} = I_{c1} R_6 \quad (7.1)$$

$$V_{o3} = CTR \cdot I_F R_6 \quad (7.2)$$

กระแสอินพุตของออปได้คัมเพลอร์ทั้ง 2 ตัวหาได้จากสมการที่ (7.3)

$$I_F = \frac{V_{o2} - V_{F1} - V_{F2}}{R_5} \quad (7.3)$$

แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 หาได้ด้วยสมการที่ (7.4)

$$V_{o2} = \frac{1}{(R_3 + R_4)C_1} \int_0^t V_{o4}(t) dt \quad (7.4)$$

แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 2 หาได้ด้วยสมการที่ (7.5)

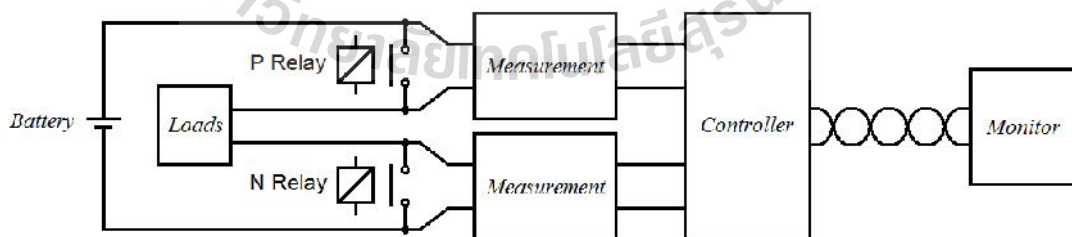
$$V_{o4} = CTR \cdot I_F (R_3 + R_4) \quad (7.5)$$

แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ตัวที่ 1 หาได้ด้วยสมการที่ (7.6)

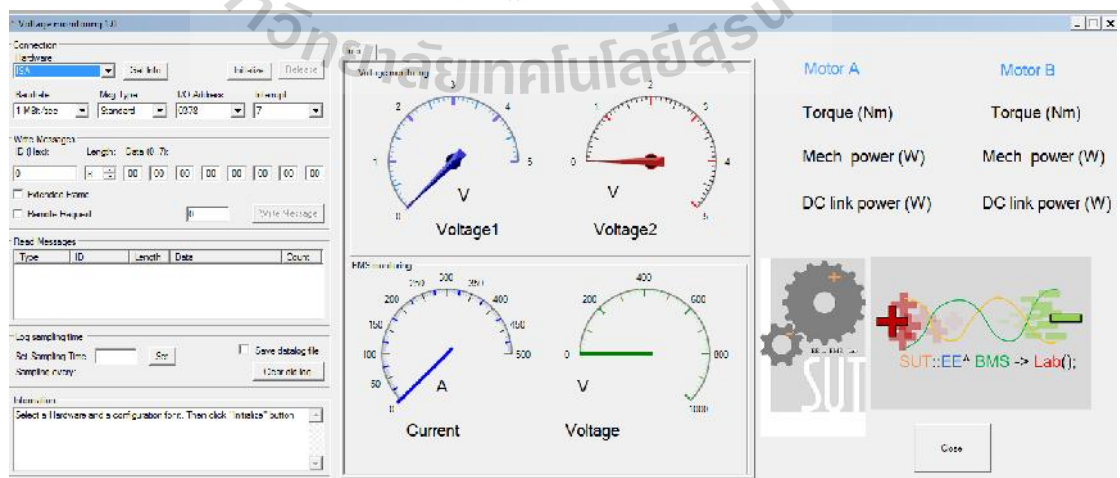
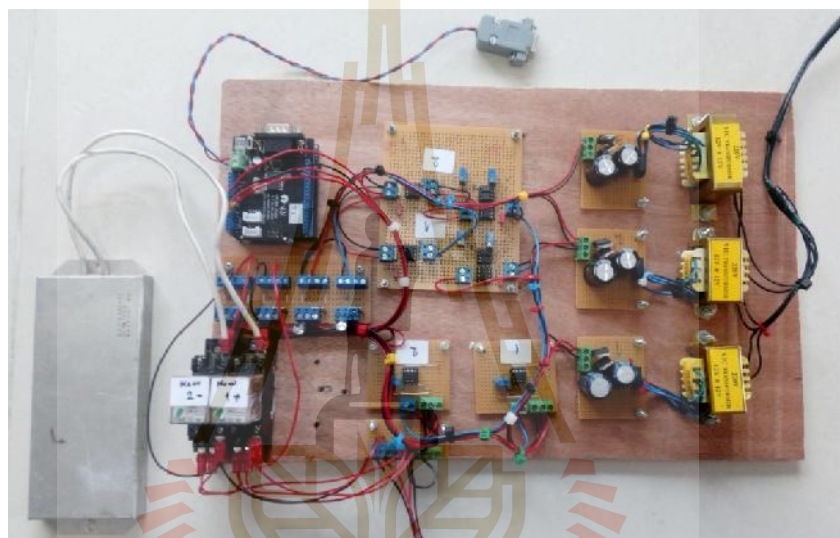
$$V_{o1} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) V_i \quad (7.6)$$

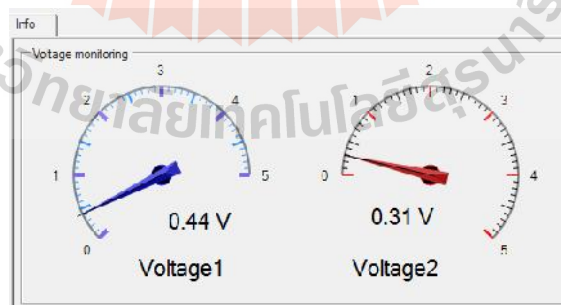
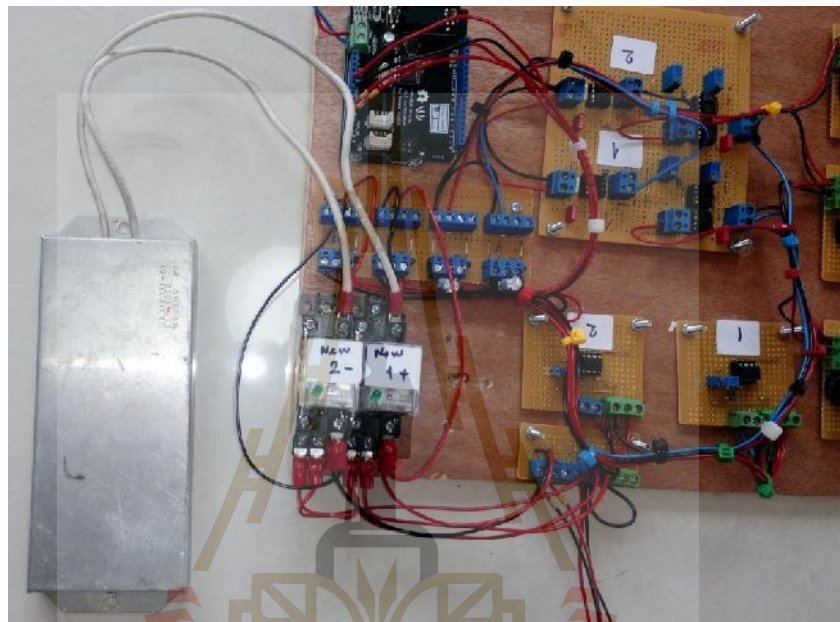
7.2.2 ระบบการแสดงผลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์

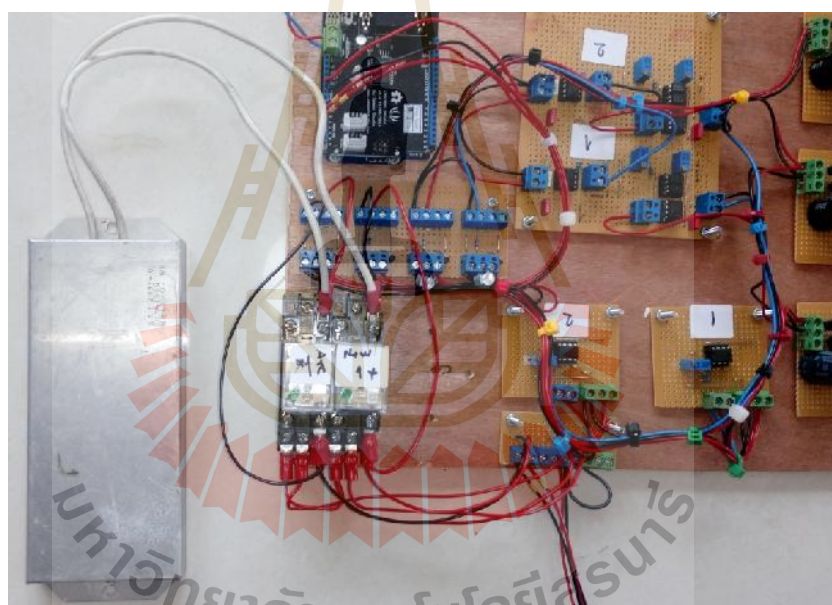
ในการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์จะเริ่มจากการวัดแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ในขณะที่รีเลย์ทำงาน จากนั้นก็ขยายแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ จากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จะอ่านค่าแรงดันที่ได้รับและส่งข้อมูลผ่านระบบ CAN Bus ไปแสดงผลที่คอมพิวเตอร์ รายละเอียดแสดงดังรูปที่ 7.2 รายละเอียดโปรแกรมอ่านค่าแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงดังภาคผนวก ข และรายละเอียดโปรแกรมการแสดงผลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ด้วยคอมพิวเตอร์แสดงดังภาคผนวก ค

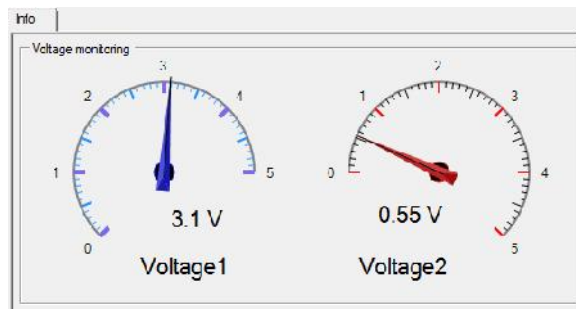


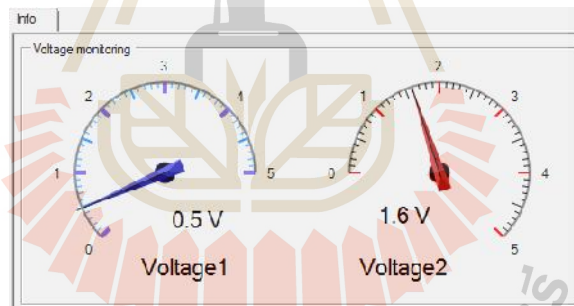
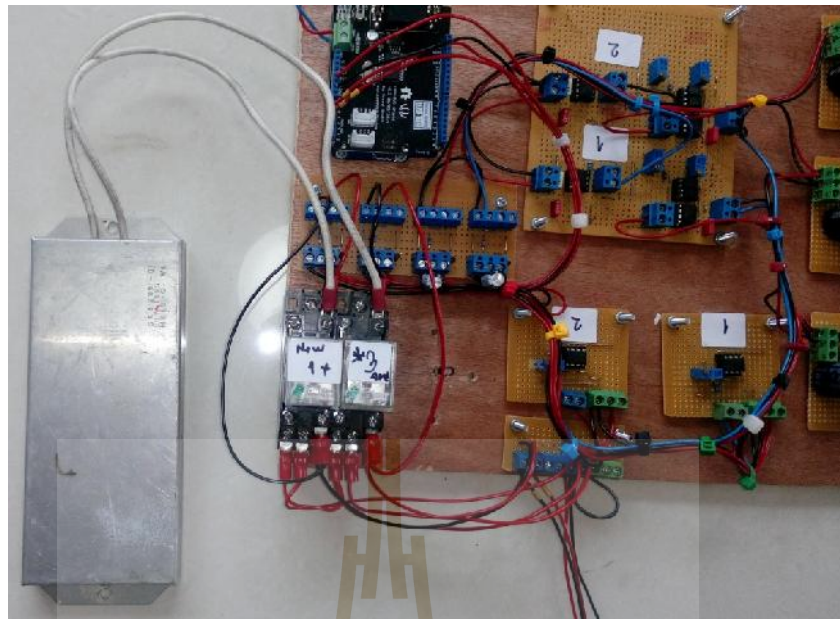
รูปที่ 7.2 ไลอะแกรมระบบแสดงผลตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์











มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

7.4 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบระบบสำหรับตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ในรถโดยสารไฟฟ้า เพื่อตรวจสอบความเสียหายจากการอาร์ครวมถึงคุณภาพของหน้าสัมผัส โดยการวัดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของหน้าสัมผัสรีเลย์ โดยถ้าแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสของรีเลย์มีการเปลี่ยนแปลง จะสามารถบอกได้ว่าหน้าสัมผัสของรีเลย์มีคุณภาพลดลง เนื่องจากการอาร์ค หรือคราบเขม่าที่บริเวณหน้าสัมผัส จากนั้นนำมาผ่านวงจรขยายสัญญาณแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถอ่านค่าแรงดันได้ เนื่องจากค่าความต้านทานของหน้าสัมผัสรีเลย์มีค่าน้อยมาก ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์จึงมีค่าน้อยเช่นกัน จากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งค่าแรงดันที่ได้ผ่านระบบ CAN Bus ไปยังคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงผล

ในการทดสอบการทำงานของระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์จะแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 กรณีคือ กรณีที่ 1 รีเลย์ที่ใช้ในการทดสอบเป็นรีเลย์ใหม่ กรณีที่ 2 รีเลย์ที่ต่ออยู่กับชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 เป็นรีเลย์เกิดการอาร์คแล้ว และรีเลย์ต่ออยู่กับชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 2 เป็นรีเลย์ใหม่ ส่วนกรณีที่ 3 รีเลย์ที่ต่ออยู่กับชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 เป็นรีเลย์ใหม่ และรีเลย์ต่ออยู่กับชุดตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 2 เป็นรีเลย์ที่เกิดการอาร์คแล้ว โดยจากผลการตรวจสอบพบว่าเมื่อน้ำสัมผัสของรีเลย์ได้รับความเสียหายเนื่องจากการอาร์คแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์จะมีค่าเพิ่มมากขึ้น

บทที่ 8

สรุปและข้อเสนอแนะ

8.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการศึกษา การทำงานของแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงในรถโดยสารไฟฟ้าที่ใช้แบตเตอรี่ลิเทียมไอออน โดยจะทำหน้าที่ในการตัดต่อการทำงานระหว่างแบตเตอรี่กับโหลด ซึ่งในขั้นตอนการตัดต่อการทำงานระหว่างโหลดและแบตเตอรี่นั้นจะต้องมีระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้าเพื่อเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้า โดยทั่วไประบบช่วยจะอาศัยรีเลย์ช่วยต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน ในการทำงานเพื่อเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้าจะสั่งให้รีเลย์ช่วยทำงานเป็นอันดับแรกเพื่อลดกระแสกระชากเนื่องจากตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ภายในอินเวอร์เตอร์หรือคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นจึงค่อยสั่งให้รีเลย์หลักทำงานเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้า แล้วจึงหยุดการทำงานของรีเลย์ช่วย ในการนำระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้าไปใช้งานพบว่า หน้าสัมผัสของรีเลย์หลักเกิดความเสียหายจากการอาร์ค ในการศึกษาปัญหาที่ส่งผลกระทบต่อหน้าสัมผัสของรีเลย์ในแผงจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเกิดความเสียหาย จะดำเนินการด้วยการจำลองสถานการณ์การทำงานของระบบรีเลย์ช่วยเปิดระบบจ่ายไฟฟ้าให้กับรถโดยสารไฟฟ้า โดยแบ่งการจำลองออกกรณีเปิดและปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้า ในขณะที่โหลดไม่ทำงานและกรณีที่โหลดทำงาน เพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นที่หน้าสัมผัสของรีเลย์หลักและรีเลย์ช่วย ผลการจำลองสถานการณ์ของ รีเลย์ช่วยพบว่า กระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์ของรีเลย์ช่วย ขณะสั่งให้รีเลย์เริ่มทำงานเพื่อเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้า จะมีค่าไม่เกินค่าสูงสุดของรีเลย์ที่นำมาใช้งาน และเมื่อรีเลย์หยุดทำงานพบว่า กำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คขณะโหลดกำลังทำงานมีค่าต่ำมากไม่น่าจะส่งผลให้เกิดการอาร์ค ซึ่งสอดคล้องกับในทางปฏิบัติที่ไม่เกิดปัญหาเช่นเดียวกัน ส่วนผลการจำลองสถานการณ์ของ รีเลย์หลักเมื่อรีเลย์หลักทำงานหลังจากรีเลย์ช่วยทำงานแล้วในขณะที่โหลดไม่ทำงาน พบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หลักมีค่าต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของรีเลย์ที่นำมาใช้งาน และเมื่อรีเลย์หยุดทำงานในช่วงปิดรถโดยสารไฟฟ้ากำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คมีค่าน้อยมาก รวมทั้งยังสังเกตได้ว่าไม่มีแรงดันกระชากเกิดขึ้นที่หน้าสัมผัสรีเลย์ นั้นหมายความว่าในกรณีนี้จะไม่ส่งผลให้รีเลย์เกิดการอาร์ค และสุดท้ายผลการจำลองสถานการณ์ของ รีเลย์หลักเมื่อรีเลย์หลักทำงานหลังจากรีเลย์ช่วยทำงานแล้วในขณะที่โหลดทำงาน พบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์มีค่าสูงมากเกินกว่าพิกัดกระแสสูงสุดของรีเลย์ที่นำมาใช้งาน และเมื่อรีเลย์หยุดทำงานในช่วงปิดการทำงานของรถโดยสาร

ไฟฟ้ากำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คมีค่าสูงมาก รวมทั้งยังสังเกตได้ว่ามีแรงดันกระชากที่มีค่าสูงกว่า พิกัดของรีเลย์ที่นำมาใช้งานอีกด้วย ซึ่งกรณีนี้จะเป็นปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความเสียหายของ รีเลย์หลัก ซึ่งสอดคล้องกับทางปฏิบัติที่มีอุปกรณ์ไฟฟ้าบางตัวในรถโดยสารไฟฟ้ากำลังทำงานอยู่ การจำลองสถานการณ์ของสับเบรแบบต่างๆ สามารถสรุปได้ดังนี้

ในการแก้ปัญหาด้วยการใช้วงจรสับเบร พบว่าสับเบรแบบไดโอด และสับเบรแบบ RC รวมทั้งสับเบรแบบ MOV ไม่สามารถลดกระแสฟุ้งเกินและกำลังอาร์คลงได้ เพียงแต่ เวลาในการอาร์คสั้นลง แต่สับเบรแบบไดโอด และสับเบรแบบ RC สามารถลดการฟุ้งเกิน ของแรงดันในขณะปิดระบบได้ ส่วนสับเบรแบบ MOV ลดการฟุ้งเกินของแรงดันได้น้อยกว่า แบบไดโอด สำหรับวงจรสับเบรแบบ RL สามารถลดการฟุ้งเกินของกระแสในขณะเปิดระบบ ได้ แต่ไม่สามารถลดการฟุ้งเกินของแรงดันในขณะปิดระบบได้ รวมทั้งไม่สามารถลดขนาดกำลัง ในการเกิดอาร์คได้ นอกจากนี้วงจรสับเบรแบบ RLC สามารถลดการฟุ้งเกินของกระแสในขณะ เปิดระบบได้ และสามารถลดการฟุ้งเกินของแรงดันในขณะปิดระบบได้ แต่ใช้เวลามากกว่าแบบ ไดโอด รวมทั้งไม่สามารถลดขนาดกำลังในการเกิดอาร์คได้ แต่สามารถลดเวลาในการเกิดอาร์คได้

การแก้ปัญหาด้วยการออกแบบระบบจัดการ โหลดเพื่อแก้ปัญหาจริงที่เกิดขึ้น ในรถโดยสารไฟฟ้า โดยอาศัย PLC ในการจัดลำดับการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆภายในรถโดยสารไฟฟ้า โดยในการออกแบบการทำงานจะต้องคำนึงถึงข้อจำกัดในการทำงานของอุปกรณ์บางตัว รวมทั้ง ไม่ให้เกิดผลกระทบกับการทำงานโดยรวมของระบบ และคำนึงถึงความปลอดภัยของผู้ใช้งานด้วย การดำเนินงานจะเริ่มจากขณะเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้า โดยจะต้องหยุดการทำงานของโหลดส่วนใหญ่เพื่อลดกระแสในขณะเริ่มต้นทำงาน และเมื่อเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้าสมบูรณ์แล้วจึงค่อยๆ เปิดโหลดทีละตัว ในส่วนขั้นตอนการปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้าจะต้องหยุดการทำงานของโหลดที ละตัวก่อน โดยจะเหลือเฉพาะโหลดสำคัญที่ไม่สามารถหยุดก่อนได้ จากนั้นจึงค่อยปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้า ซึ่งจากการจำลองระบบพบว่าสามารถลดกระแสฟุ้งเกินขณะเปิดระบบรวมทั้ง สามารถลดการฟุ้งเกินของแรงดันในขณะปิดระบบได้ และจากการนำระบบไปใช้งานจริงในรถโดยสารไฟฟ้า PEA Ze-Bus พบว่าไม่เกิดปัญหาหรีเลย์อาร์คติด

การแก้ปัญหาอีกวิธีคือการออกแบบระบบสำหรับควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า เพื่อ แก้ปัญหาหรีเลย์ได้รับความเสียหายจากการอาร์ค โดยใช้ IGBT ในการควบคุมการเปิดและปิดระบบ การทำงานในขั้นตอนการเปิดระบบ จะเริ่มจากการควบคุมแรงดัน V_{GE} ของ IGBT ให้ทำงานที่พิกัด แรงดันค่าหนึ่ง เพื่อควบคุมกระแสไม่ให้เกิดการฟุ้งเกินเนื่องจากโหลดตัวเก็บประจุที่อยู่ใน อินเวอร์เตอร์หรือคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นก็จะค่อยๆเพิ่มแรงดัน V_{GE} ของ IGBT เพื่อให้ IGBT นำกระแสเต็มพิกัด และลดแรงดันตกคร่อมระหว่างขาคอลเล็กเตอร์ และขาอีมีตเตอร์ ซึ่งเป็นการ

ช่วยลดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสของรีเลย์ให้น้อยลง จากนั้นจึงให้รีเลย์ทำงานจากเพื่อเปิดระบบ
 รถโดยสารไฟฟ้าให้สมบูรณ์แล้วจึงหยุดการทำงานของ IGBT ในส่วนขั้นตอนการปิดระบบจะเริ่ม
 จากรีเลย์หลักกำลังทำงานอยู่ จากนั้นจะควบคุมแรงดัน V_{GE} ให้ IGBT ทำงานเต็มพิกัด ในขั้นตอน
 ถัดมาจะหยุดการทำงานของรีเลย์หลัก เพื่อให้กระแสไหลผ่าน IGBT แทน แล้วจึงค่อยๆลดแรงดัน
 V_{GE} ของ IGBT ให้ค่อยๆลดลงจนกระทั่ง IGBT หยุดนำกระแส เพื่อควบคุมให้กระแสค่อยๆลดลง
 ซึ่งเป็นการลดอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลาอันเป็นสาเหตุให้เกิดแรงดันพุ่งเกินเนื่องจาก
 โหลดตัวเหนี่ยวนำ ระบบปิดการทำงานของรถโดยสารไฟฟ้าก็จะสมบูรณ์ ในการทดสอบการ
 แก้ปัญหาของระบบสำหรับควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า โดยใช้ IGBT ในการควบคุมการ
 เปิดและปิดระบบ ในการทดสอบผลการออกแบบจะดำเนินการด้วยการจำลองสถานการณ์การ
 ทำงาน โดยแบ่งการจำลองออกกรณีเปิดและปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้า ในขณะที่โหลดไม่ทำงาน
 และกรณีที่โหลดทำงาน เพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นที่หน้าสัมผัสของรีเลย์หลัก โดยในการจำลอง
 ช่วงเปิดระบบรถโดยสารไฟฟ้าขณะโหลดไม่ทำงาน พบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หลัก
 มีขนาดต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของรีเลย์ที่นำมาใช้งาน ในส่วนของกระแสที่ไหลผ่าน IGBT มีต่ำกว่าพิกัด
 สูงสุดของ IGBT ที่นำมาใช้งานเช่นกัน นั่นหมายความว่าในกรณีนี้จะไม่ส่งผลให้รีเลย์และ IGBT
 เกิดความเสียหาย และในช่วงปิดระบบกระแสที่ไหลผ่านรีเลย์หลัก ก่อนที่จะปิดระบบจะมีค่าลดลง
 เมื่อ IGBT เริ่มทำงาน เนื่องจากกระแสจะแบ่งไหลผ่าน IGBT บางส่วน จากนั้นเมื่อรีเลย์หยุดทำงาน
 กระแสทั้งหมดก็จะไหลผ่าน IGBT แทนโดยไม่เกิดกระแสพุ่งเกินที่หน้าสัมผัสรีเลย์ และแรงดันที่
 ตกคร่อมรีเลย์หลัก คือแรงดันที่ตกคร่อม IGBT เนื่องจากต่อขนานกันโดยจะค่อยๆเพิ่มขึ้นเมื่อ
 IGBT ค่อยๆหยุดนำกระแสและไม่เกิดการพุ่งเกินของแรงดัน กำลังที่จะก่อให้เกิดการอาร์คที่
 หน้าสัมผัสรีเลย์ขณะหยุดทำงานมีค่าน้อยมากไม่น่าจะส่งผลให้เกิดการอาร์ค ในการจำลองช่วงเปิด
 ระบบรถโดยสารไฟฟ้าขณะโหลดทำงาน พบว่ากระแสที่ไหลผ่านหน้าสัมผัสรีเลย์หลักมีค่าสูงสุด
 เท่ากับกระแสโหลดโดยมีขนาดต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของรีเลย์ที่นำมาใช้งาน รวมทั้งไม่เกิดการกระชาก
 ของกระแส ในส่วนของกระแสที่ไหลผ่าน IGBT ก็มีค่าสูงสุดเท่ากับกระแสโหลดเช่นเดียวกันและมี
 ค่าต่ำกว่าพิกัดสูงสุดของ IGBT ที่นำมาใช้งาน รวมทั้งไม่เกิดการกระชากของกระแสใน IGBT
 นั่นหมายความว่าในกรณีนี้จะไม่ส่งผลให้รีเลย์และ IGBT เกิดความเสียหาย และในช่วงปิดระบบ
 กระแสที่ไหลผ่านรีเลย์หลัก ก่อนที่จะปิดระบบมีค่าเท่ากับกระแสโหลด และจะมีค่าลดลงเมื่อ
 IGBT ทำงานเต็มพิกัดเนื่องจากกระแสจะแบ่งไหลผ่าน IGBT บางส่วน จากนั้นเมื่อรีเลย์หยุดทำงาน
 ไม่เกิดกระแสกระชากที่หน้าสัมผัสรีเลย์ และแรงดันที่ตกคร่อม IGBT โดยจะค่อยๆเพิ่มขึ้นเมื่อ
 IGBT ค่อยๆหยุดนำกระแสและไม่เกิดการกระชากของแรงดัน ขณะที่กำลังที่จะก่อให้เกิดการ

อาร์คขณะที่รีเลย์หลักหยุดทำงานมีค่าน้อยมากไม่น่าจะส่งผลให้เกิดการอาร์ค และให้ผลเป็นที่น่าพอใจมากกว่าวิธีอื่นๆ

เพื่อทดสอบระบบที่ได้จากการออกแบบให้แน่ใจว่าสามารถนำไปใช้งานได้จริง จึงได้สร้างชุดทดลองระบบช่วยเปิด-ปิดรีเลย์โดยสารถไฟด้วย IGBT ที่ได้จากการออกแบบ โดยทดสอบกับรีเลย์ขนาดเล็ก ในการทดสอบจะแบ่งการดำเนินงานออกเป็น 4 กรณี คือกรณีเปิดและปิดโหลดตัวเก็บประจุเพียงอย่างเดียว และกรณีเปิดและปิดโหลดตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับโหลดตัวเหนี่ยวนำ ในการทดสอบเปิดระบบโหลดตัวเก็บประจุ พบว่ากระแสที่ไหลในผ่านโหลดจะมีค่าสูงสุดไม่เกินค่ากระแสที่กำหนดด้วยแรงดัน V_{GE} ของ IGBT จากนั้นจะค่อยๆ ลดลงจนมีค่าประมาณ 0 แอมแปร์ เนื่องจากประจุในตัวเก็บประจุเริ่มเต็ม ในส่วนแรงดันที่ตกคร่อมโหลดในช่วงที่ IGBT เริ่มทำงานมีค่าต่ำกว่าแรงดันพิกัดแหล่งจ่าย เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อม IGBT บางส่วน จากนั้นจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่าย เมื่อ IGBT ค่อยๆ เพิ่มการนำกระแส และในช่วงปิดระบบไม่พบการอาร์คที่หน้าสัมผัสของรีเลย์ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านโหลดก่อนที่จะปิดระบบมีค่าประมาณ 0 แอมแปร์ และแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะลดลงช้ามาก โหลดตัวเก็บประจุมีค่าสูงมากการคายประจุจึงเป็นไปอย่างช้าๆ การทดสอบกรณีนี้หน้าสัมผัสของรีเลย์ไม่เกิดการอาร์ค ในการทดสอบเปิดระบบโหลดตัวเก็บประจุต่อขนานกับโหลดตัวเหนี่ยวนำ พบว่ากระแสที่ไหลในผ่านโหลดในช่วงที่ IGBT เริ่มทำงาน จะมีค่าไม่เกินกระแสที่กำหนดจากแรงดัน V_{GE} ของ IGBT และจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นโดยมีค่าสูงสุดเท่ากับกระแสโหลด ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมโหลดในช่วงที่ IGBT เริ่มทำงานมีค่าต่ำกว่าแรงดันพิกัดแหล่งจ่าย เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อม IGBT บางส่วน ในช่วงปิดระบบไม่พบการอาร์คที่หน้าสัมผัสของรีเลย์ เนื่องจากกระแสยังคงไหล IGBT ขณะรีเลย์หยุดทำงาน และแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะค่อยๆ ลดลง ตามการทำงานของ IGBT โดยไม่เกิดการกระชาก กระแสที่ไหลผ่านโหลดผ่านโหลดในขณะปิดระบบก็ไม่เกิดการกระชากเช่นกัน การทดสอบกรณีนี้หน้าสัมผัสของรีเลย์ไม่เกิดการอาร์ค

นอกจากนี้ยังมีการออกแบบระบบสำหรับตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ในรถโดยสารไฟฟ้า เพื่อตรวจสอบความเสียหายจากการอาร์ครวมถึงคุณภาพของหน้าสัมผัส ด้วยการวัดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของหน้าสัมผัสรีเลย์ โดยถ้าแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสของรีเลย์มีการเปลี่ยนแปลง จะสามารถบอกได้ว่าหน้าสัมผัสของรีเลย์มีคุณภาพลดลง เนื่องจากการอาร์ค หรือคราบเขม่าที่บริเวณหน้าสัมผัส ในการดำเนินงานจะอาศัยการวัดแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ จากนั้นนำมาผ่านวงจรขยายสัญญาณแรงดันให้สูงขึ้น เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์จึงมีค่าน้อยมาก เพื่อส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ให้สามารถ

อ่านค่าแรงดันได้ จากนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งค่าแรงดันที่ได้ผ่านระบบแคน ในการส่งข้อมูลไปยังคอมพิวเตอร์เพื่อแสดงผลด้วยโปรแกรม ZeBuLog และเก็บข้อมูล

ในการทดสอบการทำงานของระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์จะใช้รีเลย์ 2 ตัว โดยตัวที่ 1 ต่อผ่านไฟบวก และตัวที่ 2 ต่อผ่านไฟลบ ในการทดสอบจะแบ่งออกเป็น 2 กรณีคือ 1 รีเลย์ที่ใช้ในการทดสอบเป็นรีเลย์ใหม่ทั้ง 2 ตัว กรณีที่ 2 รีเลย์ใหม่ 1 ตัว และรีเลย์ที่ได้รับความเสียหายอีก 1 ตัว จากผลการทดสอบพบว่าเมื่อนำระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสของรีเลย์มาใช้ในการตรวจสอบรีเลย์ที่ได้รับความเสียหาย ค่าแรงดันที่ตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์จะมีค่าเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากความต้านทานของหน้าสัมผัสที่ได้รับความเสียหายจะมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจึงสามารถนำระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสมาใช้ในการวิเคราะห์คุณภาพของหน้าสัมผัสที่ถูกใช้งานไปแล้วได้ เพื่อวิเคราะห์อายุการใช้งานของหน้าสัมผัส

8.2 ข้อเสนอแนะ

1) ไอจีบีทีที่นำมาใช้ในการควบคุมการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้า แต่ละตัวมีค่าแรงดัน V_{th} ไม่เท่ากันดังนั้นในการนำมาใช้งานควรมีการทดสอบเพื่อหาค่าแรงดัน V_{th} เพื่อป้องกันความเสียหายและให้ระบบมีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น

2) เนื่องจากคาปาซิเตอร์ที่และตัวต้านทานที่นำมาใช้ในการกำหนดค่าคงตัวทางเวลาในการจับเกตของ IGBT มีค่าความผิดพลาด 20 % และ 1% ตามลำดับ ดังนั้นเพื่อลดความผิดพลาดของค่าคงตัวทางเวลาที่ใช้ในการควบคุม IGBT ให้มีความแม่นยำมากยิ่งขึ้นควรเลือกใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อปรับค่าคงตัวทางเวลาให้มีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น

3) เวลาที่ใช้ในการเปิด-ปิดรถโดยสารไฟฟ้าด้วย IGBT จะมีความสัมพันธ์กับการฟุ้งเกินของกระแส และแรงดันฟุ้งเกิน โดยถ้าเวลาสั้นกระแสฟุ้งเกินและแรงดันฟุ้งเกินจะมีขนาดสูงขึ้น ดังนั้นในการออกแบบจำเป็นต้องเลือกค่าเวลาที่เหมาะสมเพื่อลดขนาดกระแสฟุ้งเกินและแรงดันฟุ้งเกินให้เหมาะสมกับรีเลย์รวมทั้ง IGBT ด้วย

4) ระบบตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์มีการรวบรวมนของสัญญาณรบกวน เนื่องจากมีการขยายสัญญาณสูงมากจึงเป็นเหตุให้เกิดการขยายสัญญาณรบกวนรวมเข้ามาด้วย ดังนั้นในการนำระบบไปใช้งานจริงจำเป็นต้องมีการออกแบบระบบขจัดสัญญาณรบกวนก่อน

รายการอ้างอิง

- Agarwal, V. (2008). A Mathematical Model for IGBT. **Asian Power Electronics Journal**. Vol. 2, No. 1.
- Al-Nasseir, J., Weindl, C. and Herold, G. (2007). Dual-inductive snubber circuit design for three-level inverter. In European Conference on Power Electronics and Applications. pp. 1-10.
- Ammerman, R.F., Gammon, T., Sen, P.K. and Nelson, J.P. (2010). DC-Arc Models and Incident-Energy Calculations. **IEEE Transactions on Industry Applications**. 46(5): 1810-1819.
- Andrea, D. (2010). Battery Management Systems for Large Lithium-Ion Battery Packs. **Norwood MA: Artech house**. pp. 236-243.
- Available: [http://www.eppo.go.th/index.php/th/energy-information/situation-oil-electric?orders\[publishUp\]=publishUp&issearch=1](http://www.eppo.go.th/index.php/th/energy-information/situation-oil-electric?orders[publishUp]=publishUp&issearch=1)
- Available: http://www.gigavac.com/sites/default/files/catalog/spec_sheet/gx46.pdf.
- Available: http://www.mot.go.th/statmot_oil.html
- Available: <http://www.tgo.or.th/2015/thai/content.php?s1=10&s2=171>
- Available: <https://www.bp.com/content/dam/bp/pdf/energy-economics/statistical-review-2016/bp-statistical-review-of-world-energy-2016-full-report.pdf>
- Available: <https://www.data.go.th/DatasetDetail.aspx?id=21372366-e78b-4d4a-b040-8a702eced5f>
- Ba, Q. and Savla, K. (2016). A dynamic programming approach to optimal load shedding control of cascading failure in DC power networks. In **IEEE 55th Conference on Decision and Control (CDC)**. pp. 3648-3653.
- Bo, K., Zhou, X., Zhai, G. and Qiao, X. (2016). Simulation on dwell stage of arcs in bridge type contacts for high-voltage DC relay. In **IEEE 62nd Holm Conference on Electrical contact**. pp. 163-166.
- Boschetti, G., Mariscotti, A. and Denias, V. (2011). Pantograph arc transients occurrence and GSM-R characteristics. **ELECTRONICO**.

- Chen, W.W. (2001). A method to achieve arcless interruptions in low current power circuits. **IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies**. 24(3): 363-369.
- Fisker Automotive (2011). Fisker High-Voltage Safety, Inc. All Rights Reserved.
- Hashem, M.H., Ahmed, N.A., Hiraki, E., Ahmed, K., Lee, H-W. and Nakaoka, M. (2005). Switched capacitor snubber-assisted zero current soft switching PWM high frequency inverter with two-lossless inductive snubbers. **In International Conference on Power Electronics and Drives Systems**. Vol.1, pp. 198-204.
- He, X., Yandeag, B., Williams, S., Finney, J. and Qian, Z. (2004). A simple energy recovery circuit for high-power inverters with complete turn-on and turn-off snubbers. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. 51(1): 81-88.
- Henke, R. and Thorbus, R.P. (2015). Power contact arc suppression an investigation into the relative effectiveness of snubbers vs. an engineered electronic power contact arc suppressor. In **IEEE 61st Holm Conference on Electrical Contacts**. pp.199-208.
- Hollander, H. (2013). Modeling of an IGBT and a Gate Unit. M. S. Thesis, Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering, Stockholm.
- Hollander, H. (2013). Modeling of an IGBT and a Gate Unit. M. S. Thesis, Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering, Stockholm.
- Ishitobi, M., Ahmed, T., Gamage, L and Nakaoka, M. (2003). Transformer parasitic parameter and lossless inductive snubber assisted zero current soft switching power supply for power microwave generator. **The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems**. pp. 1150-1155.
- Kaknevicius, A. and Hoover, A. (2015). Managing Inrush Current. Application Report : SLVA670A. www.ti.com.
- Kanschäp, P., Stolze, T., Kreuzre, D. and Cordes, R. (2006). The Thermal Heat Sink Interface of IGBT Modules w/o Base Plate.

- Khao, T.D., Santos, L.T.D., Sechilariu, M. and Locment, F. (2016). Load shedding and restoration real-time optimization for DC microgrid power balancing. In **IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)**. pp. 1-6.
- Kurokawa, M., Inaba, C.Y., Konishi, Y. Iwamoto, H. and Nakaoka, M. (2000). Lossless capacitive snubber assisted auxiliary resonant DC link voltage source soft switching inverter. In **IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference**. Vol. 3. pp. 1233-1238.
- Lauritzen, P.O. Anderson, G.K. and Helsper, M. (2001). A Basic IGBT Model with Easy Parameter Extraction. In **Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference**. Vancouver, BC, Canada. June 17-21.
- Lee, H-S., Leung, C-H., Shi, J., Chang, S-C., Lorincz, S. and Nedelescn, L. (2002). Integrated microrelays: concept and initial results. **Journal of Microelectromechanical Systems**. 11(2):147-153.
- Li, J., Sumner, M., David, W., Thomas, P., Christopher, E., Jia, K. and Zhang, H. (2015). Non-contact arc study for DC power systems. **The IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**.
- McBride, J.W. and Weaver, P.M. (2001). Review of arcing phenomena in low voltage current limiting circuit breaker. **IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology**. 148(1):1-7.
- Meyer, J-M. and Rufer, A. (2006). A DC hybrid circuit breaker with ultrl-fast contact opening and integrated gate-commutated thyristors (IGCTs). **IEEE Transactions on Power Delivery**. 21(2): 646-651.
- Miyanaga, K., Kayano, Y. and Inoue, H. (2012). A method for suppressing duration and electromagnetic noise of contact breaking arc by applying pressure. **IEIEC TRANS. ELECTRON**. Vol. E95-C, No.9. pp 1487-1494.
- Pourmohamadiyan, P., Niayesh, K. and Mohseni, H. (2010). An Arcless Current Interruption Technique via Application of Resistive and Liquid Metal Contacts. **International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)**. Vol. 5, No. 3. pp 1225-1235.

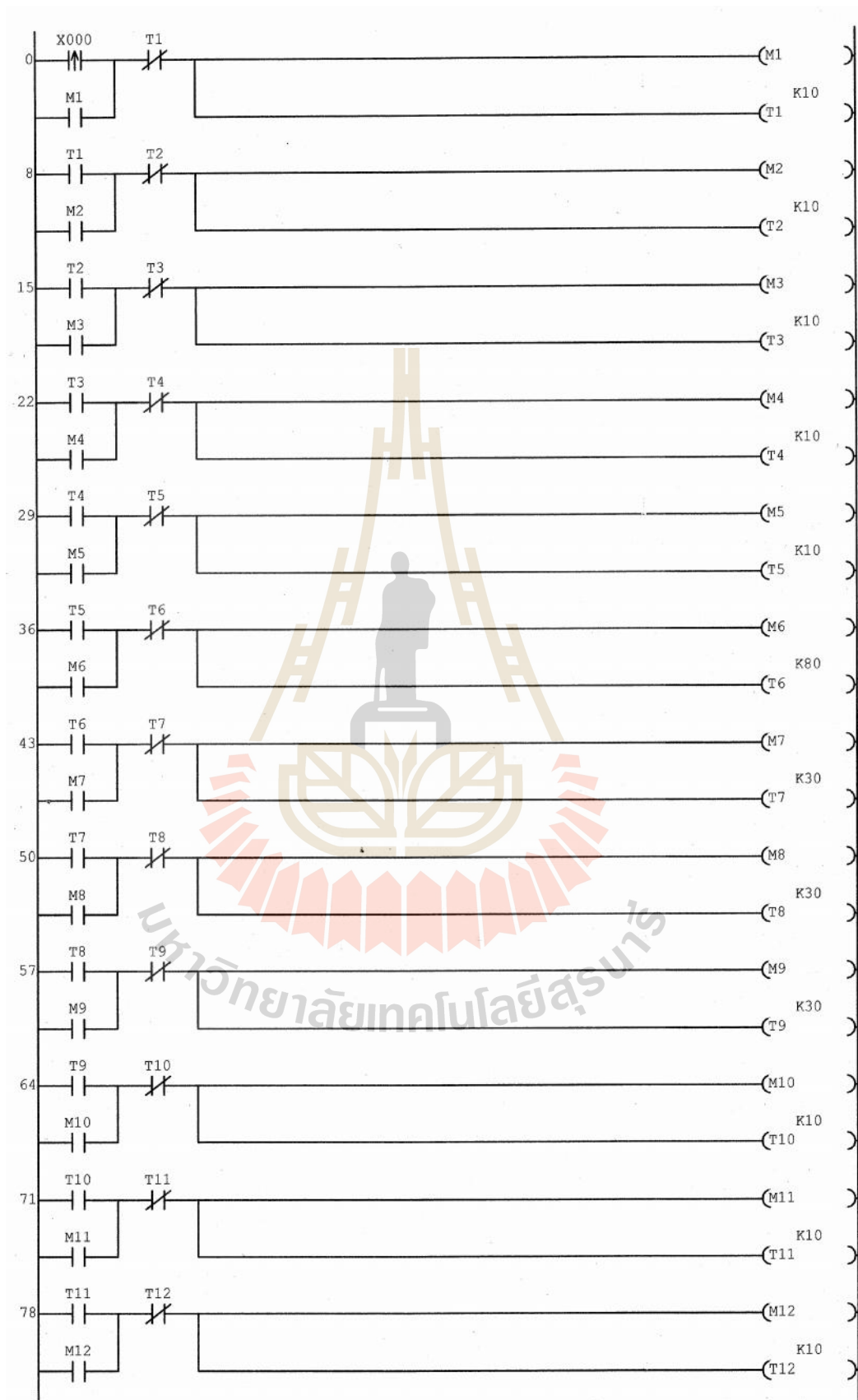
- Roy, S., Kanabar, D., Dodiya, C. and Pradhan, S. (2014). Development of a prototype hybrid DC circuit breaker for superconducting magnets quench protection. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 24(6).
- Sattar, A. (2001) Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics Available:
http://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXYS_IGBT_Basic_I.pdf
- Schonberger, J., Round, S. and Duke, R. (2006). Autonomous load shedding in a nanogrid using DC bus signaling. In **IECON 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics**. pp. 5155-5160.
- Sekikawa, J. and Kubono, T. (2008). Characteristics of Break Arcs Driven by External Magnetic Field in a DC42V Resistive Circuit. In **Proceedings of the 54th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts**.
- Shekhawat, S. and Brockway, B. (2008). IGBT Behavior under Short Circuit and Fault Protection Using Two-Step-Soft-Turn-Off Gate Driver. www.bodospower.com.
- Su, J-T. and Liu, C-W. (2013). A novel phase-shielding control scheme for improved light load efficiency of multiphase interleaved DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 28(10):4742-4752.
- Sugawara, A., Goso, T., Sato, T., Tada, S. and Tanabe, K. (2013). Direct current interruption on small AC relay using IGBT commutation circuit with surge protection element. In **2nd International Conference on Electric Power Equipment - Matsue, Japan**.
- Tremblay, O., Dessaint, L-A. and Dekkiche, A-I. (2007). A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles. In **Vehicle Power and Propulsion Conference**. Arlington, TX, USA.
- Uriarte, F.M., Gattozzi, A.L., Herbst, J.D., Estes, H.B., Hotz, T.J. Kwasinski, A. and Hebner, R.E. (2012). A DC Arc Model for Series Faults in Low Voltage Microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*. 3(4): 2063-2070.
- Volkswagen Group of America. (2013). Basics of Electric Vehicles Design and Function Inc.

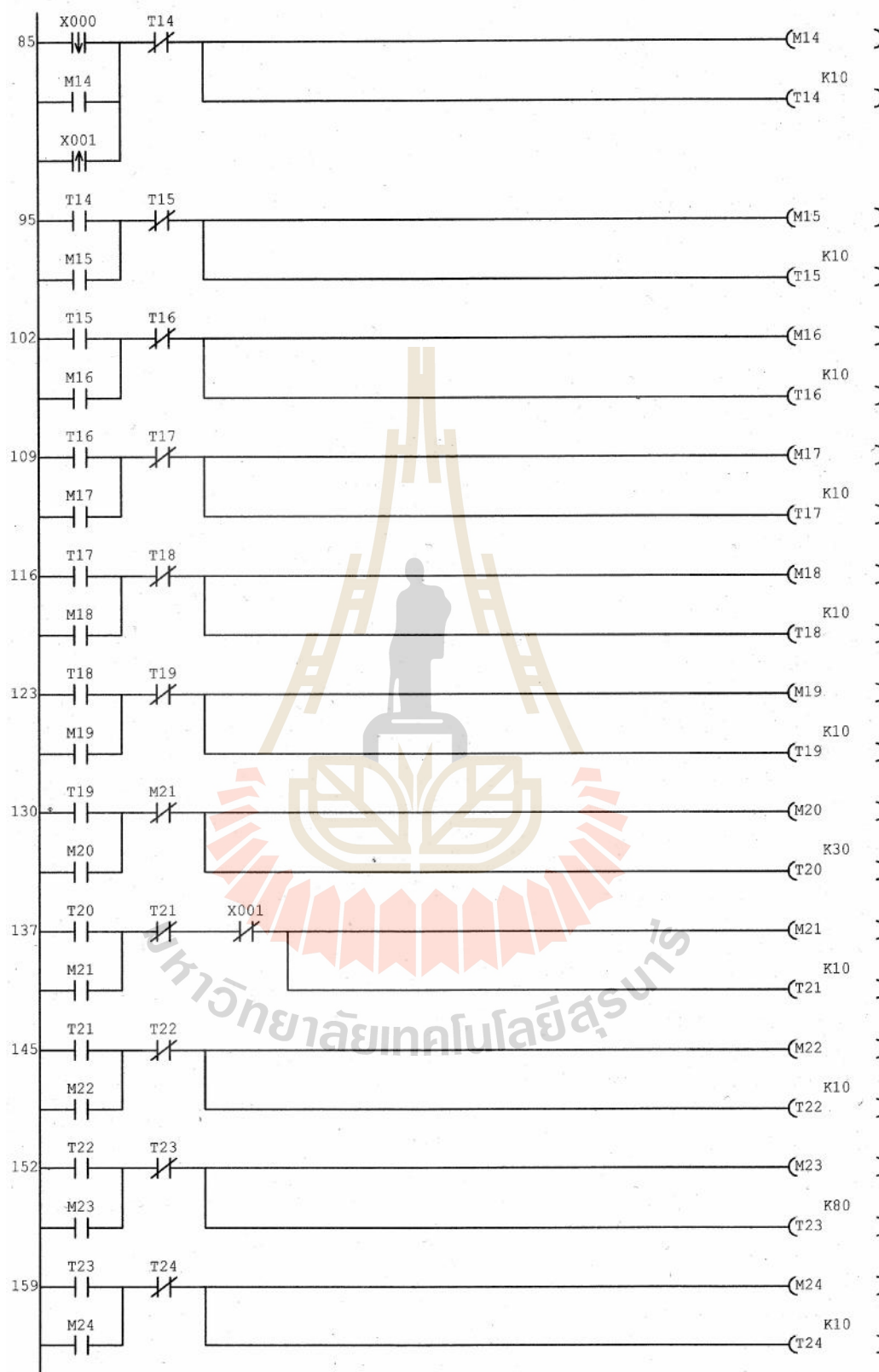
- Wakatsuki, N. and Honma, H. (2008). Breaking contact phenomena of a time-coordinated non-arcing relay. **IEIEC TRANS. ELECTRON.** Vol.E91-C, No.8. pp 1206-1210.
- Wakatsuki, N. and Yonezawa, Y. (2004). Relay contact of multi-electrodes with timely controlled operation for arc discharge suppression. In **Proceedings of the 50th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts and the 22nd International Conference on Electrical Contacts** **Electrical Contacts**. pp. 474-479.
- Wakatsuki, N., Takatsu, N. and Oikawa, M. (2009). Electric Measurement of Melting Phenomena for Breaking Relay Contact. **IEIEC TRANS. ELECTRON.**Vol. E92-C, No. 8,pp. 998-1002.
- Wakatsuki, N., Takatsu, N., Maeda, T. and Kudo, T. (2009). Analytical Model of Melting Phenomena for Breaking Relay Contact. **IEIEC TRANS. ELECTRON.** Vol. E92-C, No.8,pp.1003-1007.
- Wang, Z., Shi, X., Tolbert, L. M., Benjamin, J., Blalock, M.C. (2013). A fast over current protection scheme for IGBT modules through dynamic fault current evaluation. **The Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. pp. 577-583.
- Williams, B.W. and Finney, S.J. (2000). Passive snubber energy recovery for a GTO thyristor inverter bridge leg. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**.47(1):2-8.
- Zhang, Y., Sobhani, S and Chokhawala, R. Snubber considerations for IGBT application. **International Rectifier Applications Engineering.**

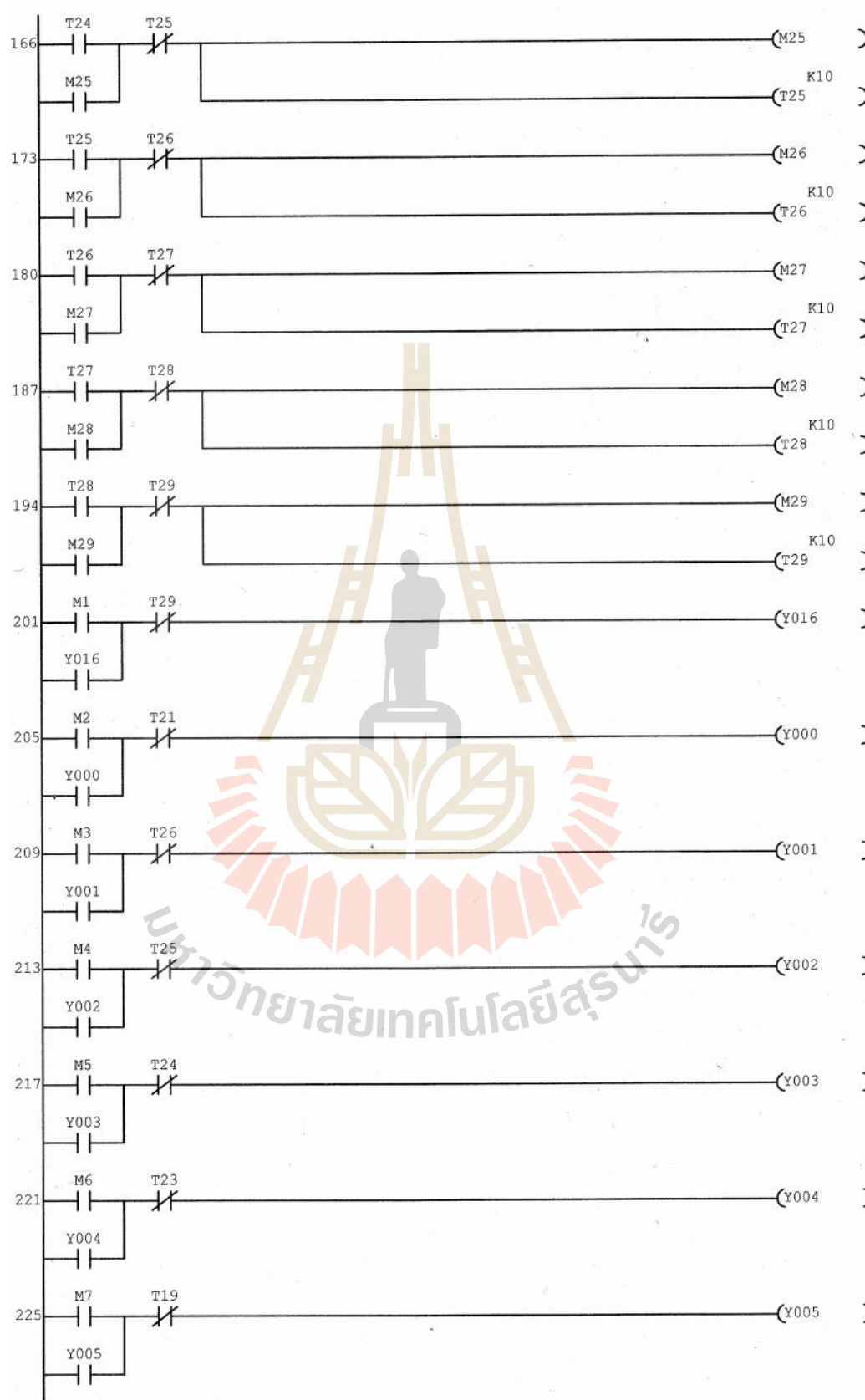
ภาคผนวก ก

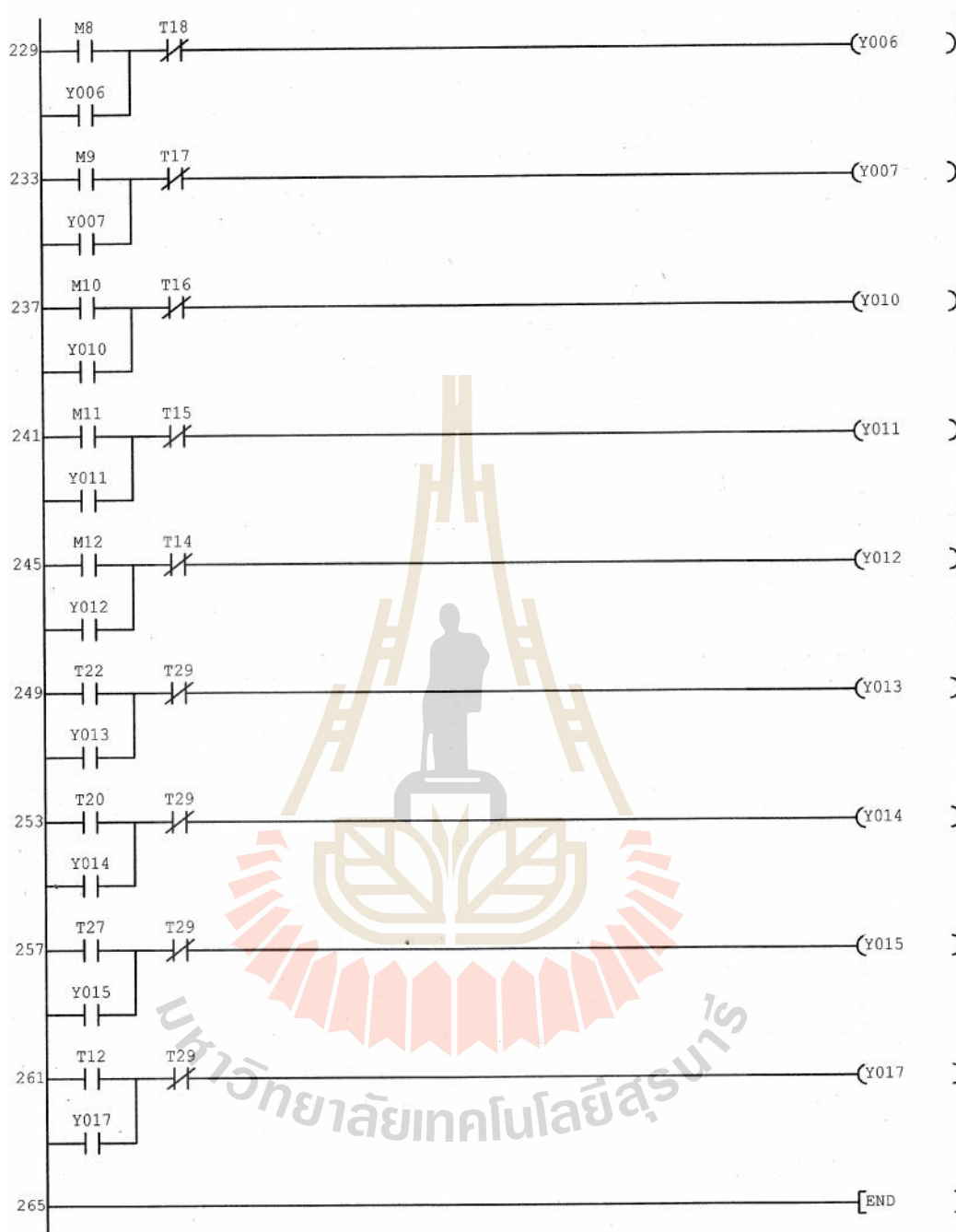
โปรแกรมการจัดการโหลด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี









ภาคผนวก ข

โปรแกรมอ่านค่าแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

//CAN-BUS Shield, send data

#include <mcp_can.h>

#include <SPI.h>

const int SPI_CS_PIN = 9;

MCP_CAN CAN(SPI_CS_PIN);          // Set CS pin

//////////////////// Global variable declare //////////////////////

byte DUMM01[2], Vb0, Vb1, Vb2, Vb3;          // For send byte 0 and 1

unsigned int inANA0, Vread0, inANA1, Vread1;

////////////////////////////////////

void setup()
{
  Serial.begin(115200);

START_INIT:
  if (CAN_OK == CAN.begin(CAN_250KBPS))      // init can bus : baudrate = 250k
  {
    Serial.println("CAN BUS Shield init ok!");
  }
  else
  {
    Serial.println("CAN BUS Shield init fail");
    Serial.println("Init CAN BUS Shield again");
    delay(100);
    goto START_INIT;
  }
}

void A_to_2Byte(unsigned int sepbyte) // Noon added
{
  volatile unsigned int Van, VH, VL;

```

```

Van = sepbyte;

VH = Van >> 8;

VH = VH & 0xFF;

VL = Van & 0xFF;

DUMM01[1] = VH;      // HI

DUMM01[2] = VL;      // LOW

}

void loop()
{
  inANA0 = analogRead(0);

  Vread0 = map(inANA0, 0, 1023, 0, 500);

  A_to_2Byte(Vread0);

  Vb0 = DUMM01[1];

  Vb1 = DUMM01[2];

  //////////////////////////////////////

  inANA1 = analogRead(1);

  Vread1 = map(inANA1, 0, 1023, 0, 500);

  A_to_2Byte(Vread1);

  Vb2 = DUMM01[1];

  Vb3 = DUMM01[2]; //////////////////////////////////////

  unsigned char stmp[8] = {Vb0, Vb1, Vb2, Vb3, 0, 0, 0, 0};

  // send data: id = 0xaa, standard frame, data len = 8, stmp: data buf

  CAN.sendMsgBuf(0xaa, 0, 8, stmp);

  delay(200);          // send data per 200 ms
}

/*****
END FILE but not the end of life.
*****/

```

ภาคผนวก ค

โปรแกรมการแสดงผลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ด้วยคอมพิวเตอร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

```

////////////////////////////////////
#pragma region Miscellaneous Functions
private: void ModifyMsgEntry(MessageStatus^ LastMsg, TCLightMsg^ NewMsg)
{
    gg_msg = NewMsg;
    Sp_time1->Enabled;
    if (gg_msg->ID==0xaa)
    {
        double sensorV1_h, sensorV2_h,sensorV1_l,sensorV2_l;
        sensorV1_h = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[0]*0x100);
        sensorV1_l = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[1]*0x1);
        gV1 = (sensorV1_h + sensorV1_l)/100 ;           // Voltage Of sensor1
;
        sensorV2_h = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[2]*0x100);
        sensorV2_l = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[3]*0x1);
        gV2 = (sensorV2_h + sensorV2_l)/100 ;           // Voltage Of sensor2
;

        gauge_sp->Value = gV1 ;
        gauge_tq->Value = gV2;
        label25->Text = gV1.ToString() + " V" ;
        label26->Text = gV2.ToString() + " V" ;
    }

    if (sampling_time!=0 )
    {
        Sp_time1->Interval = sampling_time*1;
        Sp_time1->Start();
    }else {
        if (savelog_checkBox->Checked == true)
        {
            writelog(gV1,gV2);
        }
    }
}

```

ภาคผนวก ค

โปรแกรมการแสดงผลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์ด้วยคอมพิวเตอร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี


```

////////////////////////////////////
#pragma region Miscellaneous Functions
private: void ModifyMsgEntry(MessageStatus^ LastMsg, TCLightMsg^ NewMsg)
{
    gg_msg = NewMsg;
    Sp_time1->Enabled;
    if (gg_msg->ID==0xaa)
    {
        double sensorV1_h, sensorV2_h,sensorV1_l,sensorV2_l;
        sensorV1_h = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[0]*0x100);
        sensorV1_l = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[1]*0x1);
        gV1 = (sensorV1_h + sensorV1_l)/100 ;           // Voltage Of sensor1
;
        sensorV2_h = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[2]*0x100);
        sensorV2_l = Convert::ToDouble(gg_msg->Data[3]*0x1);
        gV2 = (sensorV2_h + sensorV2_l)/100 ;           // Voltage Of sensor2
;

        gauge_sp->Value = gV1 ;
        gauge_tq->Value = gV2;
        label25->Text = gV1.ToString() + " V" ;
        label26->Text = gV2.ToString() + " V" ;
    }

    if (sampling_time!=0 )
    {
        Sp_time1->Interval = sampling_time*1;
        Sp_time1->Start();
    }else {
        if (savelog_checkBox->Checked == true)
        {
            writelog(gV1,gV2);
        }
    }
}

```

ภาคผนวก ง

ข้อมูลแรงดันตกคร่อมหน้าสัมผัสรีเลย์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตารางที่ ง.1 ข้อมูลการตรวจสอบน้ำส้มฝัสด์รีเลย์ใหม่

ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
1	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:10 2017
2	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:10 2017
3	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:10 2017
4	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:10 2017
5	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:10 2017
6	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:11 2017
7	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:11 2017
8	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:11 2017
9	0.37	0.38	Tue May 30 13:46:11 2017
10	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:11 2017
11	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:12 2017
12	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:12 2017
13	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:12 2017
14	0.37	0.38	Tue May 30 13:46:12 2017
15	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:12 2017
16	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:13 2017
17	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:13 2017
18	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:13 2017
19	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:13 2017
20	0.37	0.37	Tue May 30 13:46:13 2017
21	0.39	0.37	Tue May 30 13:46:14 2017
22	0.4	0.36	Tue May 30 13:46:14 2017
ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
23	0.41	0.35	Tue May 30 13:46:14 2017
24	0.43	0.35	Tue May 30 13:46:14 2017
25	0.43	0.34	Tue May 30 13:46:14 2017
26	0.44	0.34	Tue May 30 13:46:15 2017
27	0.45	0.34	Tue May 30 13:46:15 2017
28	0.45	0.33	Tue May 30 13:46:15 2017
29	0.46	0.33	Tue May 30 13:46:15 2017
30	0.46	0.33	Tue May 30 13:46:15 2017
31	0.46	0.32	Tue May 30 13:46:16 2017
32	0.47	0.32	Tue May 30 13:46:16 2017
33	0.47	0.32	Tue May 30 13:46:16 2017
34	0.47	0.32	Tue May 30 13:46:16 2017
35	0.47	0.32	Tue May 30 13:46:16 2017
36	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:17 2017
37	0.47	0.32	Tue May 30 13:46:17 2017
38	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:17 2017
39	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:17 2017
40	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:17 2017
41	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:18 2017
42	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:18 2017
43	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:18 2017
44	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:18 2017

ตารางที่ ง.1 ข้อมูลการตรวจสอบน้ำส้มฝัสด์รีเลย์ใหม่ (ต่อ)

ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล	ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2			ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
45	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:18 2017	67	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:23 2017
46	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:19 2017	68	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:23 2017
47	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:19 2017	69	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:23 2017
48	0.49	0.31	Tue May 30 13:46:19 2017	70	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:23 2017
49	0.49	0.31	Tue May 30 13:46:19 2017	71	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:24 2017
50	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:19 2017	72	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:24 2017
51	0.49	0.31	Tue May 30 13:46:20 2017	73	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:24 2017
52	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:20 2017	74	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:24 2017
53	0.49	0.31	Tue May 30 13:46:20 2017	75	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:24 2017
54	0.49	0.31	Tue May 30 13:46:20 2017	76	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:25 2017
55	0.49	0.31	Tue May 30 13:46:20 2017	77	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:25 2017
56	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:21 2017	78	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:25 2017
57	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:21 2017	79	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:25 2017
58	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:21 2017	80	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:25 2017
59	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:21 2017	81	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:26 2017
60	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:21 2017	82	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:26 2017
61	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:22 2017	83	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:26 2017
62	0.49	0.31	Tue May 30 13:46:22 2017	84	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:26 2017
63	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:22 2017	85	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:26 2017
64	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:22 2017	86	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:27 2017
65	0.48	0.31	Tue May 30 13:46:22 2017	87	0.47	0.31	Tue May 30 13:46:27 2017
66	0.48	0.32	Tue May 30 13:46:23 2017	88	0.47	0.32	Tue May 30 13:46:27 2017

ตารางที่ ง.2 ข้อมูลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 เกิดการอาร์ค ชุดที่ 2 ใหม่

ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
1	0.46	0.46	Tue May 30 14:21:11 2017
2	0.46	0.45	Tue May 30 14:21:11 2017
3	0.46	0.45	Tue May 30 14:21:11 2017
4	0.46	0.46	Tue May 30 14:21:11 2017
5	0.46	0.46	Tue May 30 14:21:11 2017
6	0.46	0.46	Tue May 30 14:21:12 2017
7	0.46	0.46	Tue May 30 14:21:12 2017
8	0.46	0.45	Tue May 30 14:21:12 2017
9	0.46	0.45	Tue May 30 14:21:12 2017
10	0.46	0.45	Tue May 30 14:21:12 2017
11	0.45	0.45	Tue May 30 14:21:13 2017
12	0.46	0.45	Tue May 30 14:21:13 2017
13	0.53	0.46	Tue May 30 14:21:13 2017
14	0.97	0.47	Tue May 30 14:21:13 2017
15	1.33	0.48	Tue May 30 14:21:13 2017
16	1.62	0.49	Tue May 30 14:21:14 2017
17	1.87	0.51	Tue May 30 14:21:14 2017
18	2.06	0.51	Tue May 30 14:21:14 2017
19	2.23	0.52	Tue May 30 14:21:14 2017
20	2.37	0.52	Tue May 30 14:21:14 2017
21	2.48	0.53	Tue May 30 14:21:15 2017
22	2.58	0.53	Tue May 30 14:21:15 2017
ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
23	2.65	0.53	Tue May 30 14:21:15 2017
24	2.72	0.53	Tue May 30 14:21:15 2017
25	2.78	0.54	Tue May 30 14:21:15 2017
26	2.82	0.54	Tue May 30 14:21:16 2017
27	2.85	0.54	Tue May 30 14:21:16 2017
28	2.89	0.54	Tue May 30 14:21:16 2017
29	2.91	0.54	Tue May 30 14:21:16 2017
30	2.94	0.55	Tue May 30 14:21:16 2017
31	2.96	0.55	Tue May 30 14:21:17 2017
32	2.97	0.55	Tue May 30 14:21:17 2017
33	2.98	0.55	Tue May 30 14:21:17 2017
34	3	0.55	Tue May 30 14:21:17 2017
35	3.01	0.55	Tue May 30 14:21:17 2017
36	3.02	0.55	Tue May 30 14:21:18 2017
37	3.02	0.55	Tue May 30 14:21:18 2017
38	3.03	0.55	Tue May 30 14:21:18 2017
39	3.04	0.55	Tue May 30 14:21:18 2017
40	3.04	0.55	Tue May 30 14:21:18 2017
41	3.04	0.55	Tue May 30 14:21:19 2017
42	3.05	0.55	Tue May 30 14:21:19 2017
43	3.06	0.55	Tue May 30 14:21:19 2017
44	3.07	0.55	Tue May 30 14:21:19 2017

ตารางที่ ง.2 ข้อมูลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 เกิดการอาร์ค ชุดที่ 2 ใหม่ (ต่อ)

ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล	ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2			ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
45	3.07	0.55	Tue May 30 14:21:19 2017	67	3.11	0.56	Tue May 30 14:21:24 2017
46	3.08	0.55	Tue May 30 14:21:20 2017	68	3.11	0.56	Tue May 30 14:21:24 2017
47	3.08	0.55	Tue May 30 14:21:20 2017	69	3.11	0.56	Tue May 30 14:21:24 2017
48	3.08	0.55	Tue May 30 14:21:20 2017	70	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:24 2017
49	3.09	0.55	Tue May 30 14:21:20 2017	71	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:25 2017
50	3.09	0.55	Tue May 30 14:21:20 2017	72	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:25 2017
51	3.09	0.55	Tue May 30 14:21:21 2017	73	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:25 2017
52	3.09	0.55	Tue May 30 14:21:21 2017	74	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:25 2017
53	3.09	0.56	Tue May 30 14:21:21 2017	75	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:25 2017
54	3.09	0.56	Tue May 30 14:21:21 2017	76	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:26 2017
55	3.09	0.55	Tue May 30 14:21:21 2017	77	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:26 2017
56	3.1	0.55	Tue May 30 14:21:22 2017	78	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:26 2017
57	3.1	0.55	Tue May 30 14:21:22 2017	79	3.12	0.56	Tue May 30 14:21:26 2017
58	3.09	0.55	Tue May 30 14:21:22 2017	80	3.12	0.57	Tue May 30 14:21:26 2017
59	3.09	0.55	Tue May 30 14:21:22 2017	81	3.11	0.56	Tue May 30 14:21:27 2017
60	3.1	0.55	Tue May 30 14:21:22 2017	82	3.11	0.56	Tue May 30 14:21:27 2017
61	3.1	0.55	Tue May 30 14:21:23 2017	83	3.11	0.56	Tue May 30 14:21:27 2017
62	3.1	0.56	Tue May 30 14:21:23 2017	84	3.1	0.57	Tue May 30 14:21:27 2017
63	3.1	0.56	Tue May 30 14:21:23 2017	85	3.1	0.57	Tue May 30 14:21:27 2017
64	3.11	0.56	Tue May 30 14:21:23 2017	86	3.09	0.57	Tue May 30 14:21:28 2017
65	3.11	0.55	Tue May 30 14:21:23 2017	87	3.09	0.57	Tue May 30 14:21:28 2017
66	3.11	0.55	Tue May 30 14:21:24 2017	88	3.09	0.57	Tue May 30 14:21:28 2017

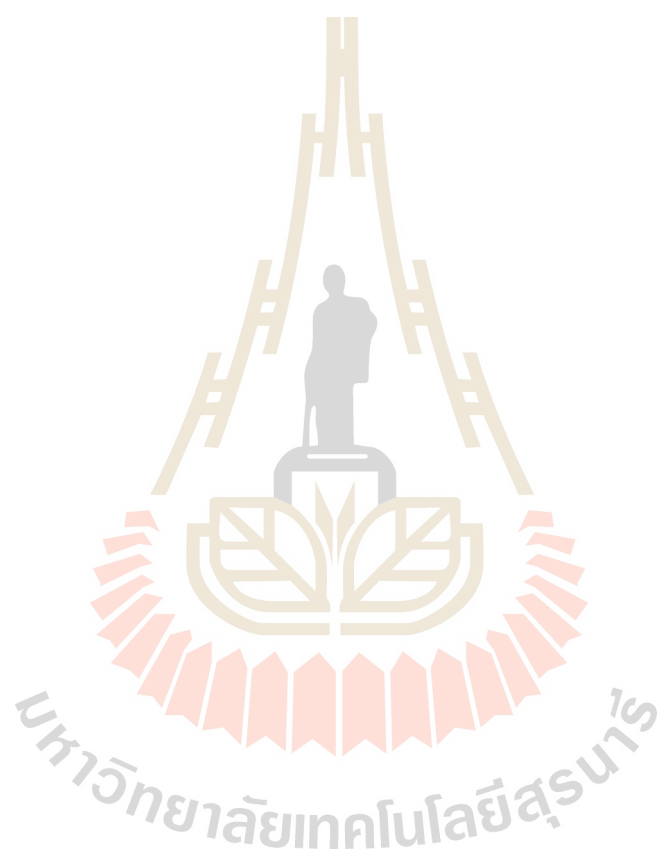
ตารางที่ 3.3 ข้อมูลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 ใหม่ ชุดที่ 2 เกิดการอาร์ค

ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
1	0.49	1.46	Tue May 30 14:07:23 2016
2	0.49	1.46	Tue May 30 14:07:23 2017
3	0.49	1.47	Tue May 30 14:07:23 2017
4	0.49	1.48	Tue May 30 14:07:23 2017
5	0.49	1.49	Tue May 30 14:07:23 2017
6	0.49	1.51	Tue May 30 14:07:24 2017
7	0.49	1.52	Tue May 30 14:07:24 2017
8	0.49	1.54	Tue May 30 14:07:24 2017
9	0.49	1.55	Tue May 30 14:07:24 2017
10	0.49	1.56	Tue May 30 14:07:24 2017
11	0.49	1.57	Tue May 30 14:07:25 2017
12	0.49	1.58	Tue May 30 14:07:25 2017
13	0.49	1.58	Tue May 30 14:07:25 2017
14	0.49	1.59	Tue May 30 14:07:25 2017
15	0.49	1.59	Tue May 30 14:07:25 2017
16	0.49	1.59	Tue May 30 14:07:26 2017
17	0.49	1.6	Tue May 30 14:07:26 2017
18	0.49	1.6	Tue May 30 14:07:26 2017
19	0.49	1.6	Tue May 30 14:07:26 2017
20	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:26 2017
21	0.49	1.6	Tue May 30 14:07:27 2017
22	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:27 2017
ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
23	0.49	1.61	Tue May 30 14:07:27 2017
24	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:27 2017
25	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:27 2017
26	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:28 2017
27	0.49	1.61	Tue May 30 14:07:28 2017
28	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:28 2017
29	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:28 2017
30	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:28 2017
31	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:29 2017
32	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:29 2017
33	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:29 2017
34	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:29 2017
35	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:29 2017
36	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:30 2017
37	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:30 2017
38	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:30 2017
39	0.5	1.61	Tue May 30 14:07:30 2017
40	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:30 2017
41	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:31 2017
42	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:31 2017
43	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:31 2017
44	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:31 2017

ตารางที่ ง.3 ข้อมูลการตรวจสอบหน้าสัมผัสรีเลย์ชุดที่ 1 ใหม่ ชุดที่ 2 เกิดการอาร์ค (ต่อ)

ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
45	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:31 2017
46	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:32 2017
47	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:32 2017
48	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:32 2017
49	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:32 2017
50	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:32 2017
51	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:33 2017
52	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:33 2017
53	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:33 2017
54	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:33 2017
55	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:33 2017
56	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:34 2017
57	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:34 2017
58	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:34 2017
59	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:34 2017
60	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:34 2017
61	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:35 2017
62	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:35 2017
63	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:35 2017
64	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:35 2017
65	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:35 2017
66	0.5	1.6	Tue May 30 14:07:36 2017

ที่	แรงดันตกคร่อม หน้าสัมผัสรีเลย์ ขยาย 75 เท่า		วันที่เก็บข้อมูล
	ชุดที่ 1	ชุดที่ 2	
67	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:36 2017
68	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:36 2017
69	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:36 2017
70	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:36 2017
71	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:37 2017
72	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:37 2017
73	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:37 2017
74	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:37 2017
75	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:37 2017
76	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:38 2017
77	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:38 2017
78	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:38 2017
79	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:38 2017
80	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:38 2017
81	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:39 2017
82	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:39 2017
83	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:39 2017
84	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:39 2017
85	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:39 2017
86	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:40 2017
87	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:40 2017
88	0.5	1.59	Tue May 30 14:07:40 2017



ภาคผนวก จ

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างการศึกษา

- **Poster**

S. Wongfookeat, T. Kulworawanitchpong, Modeling and Simulation of Switching Transients in Electric Battery Bus Vehicle Charging Using MATLAB/SIMULINK .

- **Conferences Paper**

S. Wongfookeat, T. Kulworawanitchpong, “PI Servo with State-D Feedback for DC Motor Control with Consideration of Thermal Effect”, The 2013 World Congress on Advances in Nano, Biomechanics, Robotics, and Energy Research (ANBRE13), Seoul, Korea, August 25-28, 2013

S. Wongfookeat, T. Kulworawanitchpong, “PI-Servo with State-PD Feedback for DC Motor Position Control”, 2014 International Symposium on Fundamental and Applied Sciences (ISFAS), Tokyo, Japan, March 28-30, 2014

- **Journals**

S. Wongfookeat, S. Sujitjorn, W. Witchupong, “PI-Servo with State-D Feedback Control for LTI Systems”, Research Journal of Applied Sciences Engineering and Technology, Maxwell Scientific Organization, 4(17): 2898-2904, 2012

S. Wongfookeat, T. Kulworawanitchpong, “Outrush Current Control by Hot Swap Controller for Battery Protection in Electrical Vehicle”, Alternative Energy in Development Countries and Emerging Economics : 2017

Modeling and Simulation of Switching Transients in Electric Bus Vehicle Charging Using MATLAB/SIMULINK



Surachai Wongfookeat and Thanatchai Kulworawanichpong

Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, THAILAND

d5440139@g.sut.ac.th, thanatchai@gmail.com



Abstract: This paper describes modeling and simulation of switching transient behaviors during electric battery bus vehicle charging. The switching transient current can damage relay contacts in the power distribution box. This problem arises during developing an electric battery bus vehicle powered by Lithium-ion battery. The Lithium-ion battery rating is 196 kWh with 650 VDC output. It is used to supply the wheel-hub motor of 2x60 kW continuous rating via two DC/AC inverters. To study the switching transient behavior, MATLAB/SIMULINK is employed as a tool for simulation. The test cases applied in this work are the variation of initial SOC (state of charge) before close/open the relay contacts. The results can be used for surge suppression design in order to protect the relay contacts.

Simulation Model

Power distribution box or high voltage box can be represented by Fig. 1. The model is divided into two case in the simulation. In the first case simulation of charger for monitoring the response of switching transient in charging relay. And the second case simulation model of pay load battery for monitoring the response of switching transient in any load relay.

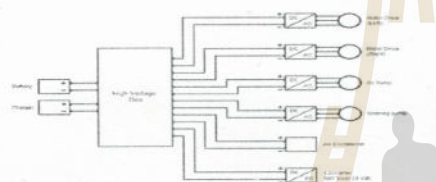


Fig. 1: high voltage box.

Case I : Simulation model of charger.

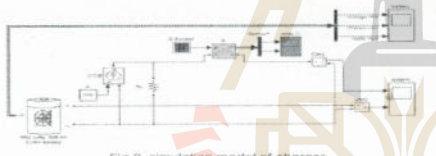


Fig. 2: simulation model of charger.

This model is used to charge the battery with a constant current. This method is the control voltage to the battery to be charged with constant current. Initial state of charge (SOC) at 10%.

Case II : Simulation model of pay load battery.

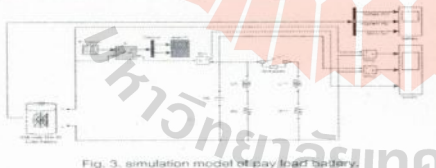


Fig. 3: simulation model of pay load battery.

This model used initial state of charge (SOC) at 20% because SOC of battery can not be lower than 10%. The following parameter of loads connected with high voltage box are used.

$$\begin{aligned} R_0 &= 0.11 \text{ M}\Omega \\ L_0 &= 0.08 \text{ mH} \\ R_{11} &= 40 \text{ }\Omega \\ L_{11} &= 1200 \text{ mH} \end{aligned}$$

Where

R_0 is resistance of wire.
 L_0 is inductance of wire.
 R_{11} is resistance of device to connected with high voltage box.
 L_{11} is inductance of device to connected with high voltage box.

Simulation Results of Charger

Simulation result are open to alternate every 500 s. Initial state of charge (SOC) at 10% with battery voltage 620 V. If SOC with 100 % when the battery voltage will be 700 V. Current of charging relay is maximum value at 12 A and it reduced when SOC higher up. Similar, voltage across charging relay is maximum value at 60 V and it reduced when SOC higher up.



Fig. 4: %SOC.



Fig. 5: voltage of battery.



Fig. 6: current of charging relay.



Fig. 7: voltage of charging relay.

Simulation Results of pay load battery

Switching transient current simulation starting time at 0.1ms. And switching transient voltage simulation starting time at 0.1s stop time at 0.2s. To comparison result with another SOC. If SOC with 100 % when inrush current about 24kA and it reduced when SOC will be reduced. Similar, if SOC with 100% when voltage surges about 1.7kV and it reduced when SOC will be reduced.



Fig. 8: current at SOC 20%.



Fig. 9: voltage at SOC 20%.



Fig. 10: current at SOC 60%.



Fig. 11: voltage at SOC 60%.

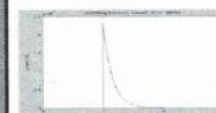


Fig. 12: current at SOC 100%.

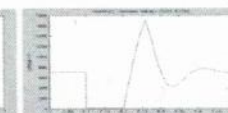


Fig. 13: voltage at SOC 100%.

Conclusion

The results showed that in the first case voltage of battery is rise not over 700 V. And when SOC higher up current flows through the relay and voltage across relay are reduced. In the second case inrush current occurs during the initial load, but voltage surges occur when cutting load. Inrush current and voltage surges are intensified when the SOC higher up.

The 2013 World Congress on
Advances in Nano, Biomechanics, Robotics, and Energy Research (ANBRE13)
 Seoul, Korea, August 25-28, 2013

PI Servo with State-D Feedback for DC Motor Control with Consideration of Thermal Effect

*Surachai Wongfookeat¹⁾ and Thanatchai Kulworawanichpong²⁾

^{1), 2)} Power System Research Unit, School of Electrical Engineering Institute of
 Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand

¹⁾ d5440139@g.sut.ac.th; ²⁾ Thanatchai@gmail.com

ABSTRACT

This paper presents PI-servo with state-D feedback for DC motor control. The effect of winding temperature is included in the DC motor model. This temperature causes slow change in dynamic responses of the DC motor. The response of the proposed control and the classical PI control are compared and investigated. With the proposed control method, the effect of winding temperature to the DC motor control can be reduced. The control result shows that the DC motor with the proposed control give satisfactory response and provided good stability.

1. INTRODUCTION

DC motors can be used extensively in industries such as automatic control system, robotic, electrical vehicle, etc. Control of a DC motor can be used either PI controllers or other. But the increase in motor's resistance with winding temperature variation causes the motor's thermal time constant to be increased while its electrical time constant is reduced. In case of permanent magnet motors there are the reversible thermal demagnetization that reduces the motor constant presented by Richard H. Welch Jr. and George W. Younkin (2002). This thermal effect can degrade controller performance.

PI servo with state-D feedback for LTI systems has recently been reported by Sarawut, S., Witchupong, W. and Surachai, W. (2012). It is noticed that most of these results are aimed for disturbance rejection by state-D and command following control. An advantage over the conventional state feedback is that it results in smaller derivative gains.

This paper proposes PI-servo system with state-D feedback control DC motor with consideration of thermal effect by using the pole-placement approach. Section 2 of the paper explains the DC Motor with thermal effect. Our design gain PI and state D controller for DC motor are presented in Section 3. Section 4 provides results for DC motor control, while conclusions follow in Section 5.

¹⁾ Graduate Student

²⁾ Professor

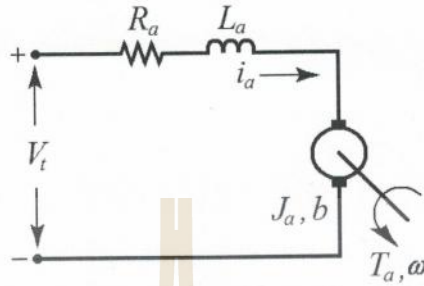


Fig. 1 Diagram representing a DC motor model

2. DC MOTOR MODEL WITH THERMAL EFFECT

DC motor model can be represented by the diagram in Fig. 1. The dynamic system can be described by a state Eq. (1).

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{i}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J_a} & \frac{K_t(T_0)}{J_a} \\ -\frac{K_e(T_0)}{L_a} & -\frac{R_a(T_0)}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_a} \\ \frac{1}{J_a} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ V_t \end{bmatrix} \quad (1)$$

Copper winding's resistance at a temperature change, is given by Eq. (2) and can be found in Richard H. W. Jr. and George W. Y. (2002).

$$R_a(T) = R_a(T_0) [1 + 0.00393(T - T_0)] \quad (2)$$

In permanent magnet motors $K_e(T)$ and $K_t(T)$ depend on each specific magnet material and temperature. It is described by Eq. (3) and Eq. (4) respectively, as given in Richard H.W. Jr. and George W.Y. (2002).

$$K_e(T) = K_e(T_0) [1 - B(T - T_0)] \quad (3)$$

$$K_t(T) = K_t(T_0) [1 - B(T - T_0)] \quad (4)$$

where

$R_a(T_0)$ = armature resistance (Ω) at specified temperature ($^{\circ}\text{C}$)

L_a = armature inductance (H)

- b = coefficient of viscous friction (Kg-m²/s)
 J_a = armature inertia (Kg-m²)
 $K_e(T_0)$ = motor voltage constant (V-s/rad) at specified temperature (°C)
 $K_t(T_0)$ = motor torque constant (Nm/A) at specified temperature (°C)
 ω = angular speed of the motor shaft (rad/s)
 i_a = armature current (A).
 V_t = DC voltage fed to armature circuit (V).
 T_a = load torque (Nm).
 T_0 = specified temperature (°C)
 T = winding's temperature (°C)
 T_{amb} = ambient temperature (°C)
 B = coefficient for each magnet (Alnico = 0.0001, SmCo = 0.00035, NdFeB = 0.001, Ferrite = 0.002)/(°C)
 R_{th} = thermal resistance (°C/W)
 τ = thermal time constant (s)

The temperature increase in DC motor can be described by Eq. (5). Eq. (6) illustrates the ODE of changed temperature as given in Nisit, K. De. and Prasanta K. Sen (2006). Power dissipation can be expressed by Eq. (5).

$$P_{Diss} = i_a^2 R_a(T) \quad (5)$$

$$T(t) = \left((P_{Diss} \times R_{th}) + T_{Amb} \right) + \left(T_0 - ((P_{Diss} \times R_{th}) + T_{Amb}) \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (6)$$

$$\frac{dT}{dt} = \frac{T^* - ((P_{Diss} \times R_{th}) + T_{Amb})}{\tau} \quad (7)$$

The following parameters of the motor are used: $R_a = 0.87 \Omega$, $L_a = 0.00062 \text{ H}$, $b = 0 \text{ kg-m}^2/\text{s}$, $J_a = 7.06667 \times 10^{-6} \text{ kg-m}^2$, $K_e = 0.0161 \text{ V-s/rad}$, $K_t = 0.0161 \text{ Nm/A}$, $R_{th} = 6.2 \text{ }^\circ\text{C/W}$, $\tau = 1200 \text{ s}$, $B(\text{Alnico}) = 0.0001 \text{ }^\circ\text{C}$, $T_a = 0.0565 \text{ Nm}$, $V_t = 15 \text{ V}$, $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, $T_{amb} = 30 \text{ }^\circ\text{C}$. Substitute these parameters into Eq. (1). Eq. (8) can be formed.

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{i}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 2,278.3 \\ -25,968 & -1,404.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1,612.9 \\ 1,4151 \times 10^5 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ V_t \end{bmatrix} \quad (8)$$

Based on Eq. (7) temperature rise in the DC motor is shown in Fig. 2. Temperature started rising from 30 °C to be saturate at 166.3°C within 2 hours. Armature resistance R_a , K_e and K_t are changed accordingly by Eq. (2), Eqs. (3) and (4). Fig. 3 illustrates the armature resistance changed by the temperature. It started from 0.87Ω to 1.355Ω at the same 2 hour period. Fig. 4 exhibits the motor voltage and torque

constant K_e and K_r . They are slightly reduced from 0.0161 to 0.0159.

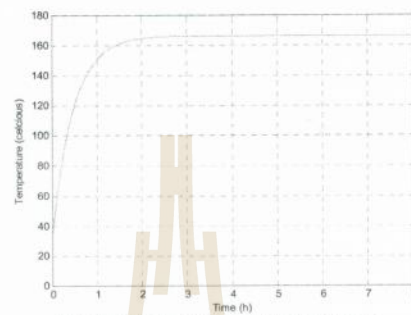


Fig. 2 Temperature rise in the DC motor

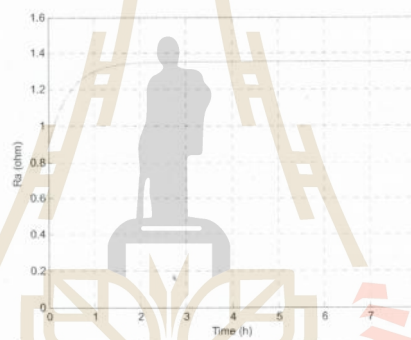


Fig. 3 R_a with the thermal effect

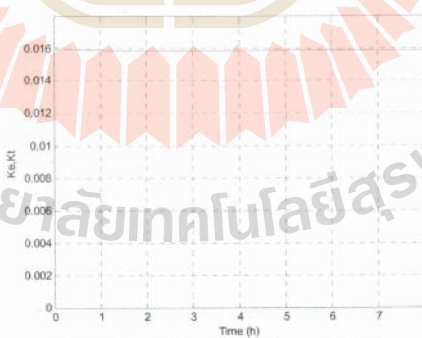


Fig. 4 K_e and K_r with the thermal effect

Fig. 5 described the speed of the DC motor without a controller following with a step input $V_t = 15\text{ V}$, and the load torque of 0.0565 Nm . The response curves in Fig. 5(a) indicate that the response with the thermal effect caused the speed reduction down to 641.6 rad/s . In terms of the rise-time, the response obtained with the thermal effect was slower. Fig. 6 illustrates the current of the DC motor. The response curves in Fig. 6(a) indicate that the current response i_a with the thermal effect was increased from 3.51 A to 3.56 A . In terms of the rise-time, both responses with and without the thermal effect are similar.

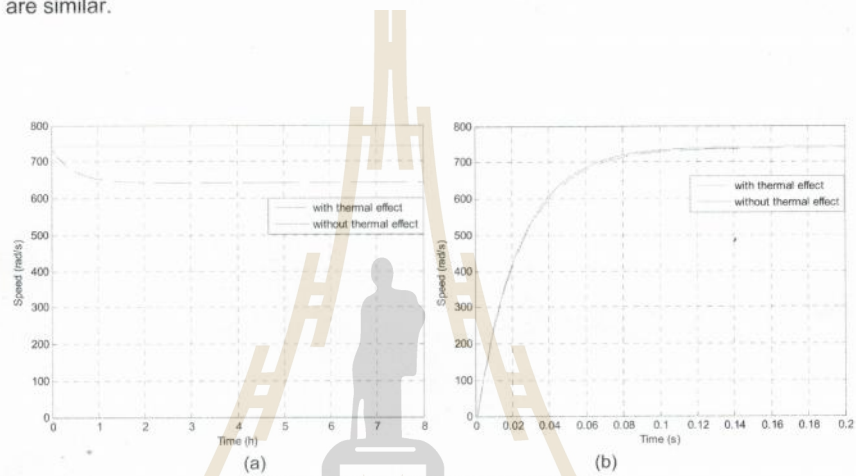


Fig. 5 Speed of the DC motor without controller

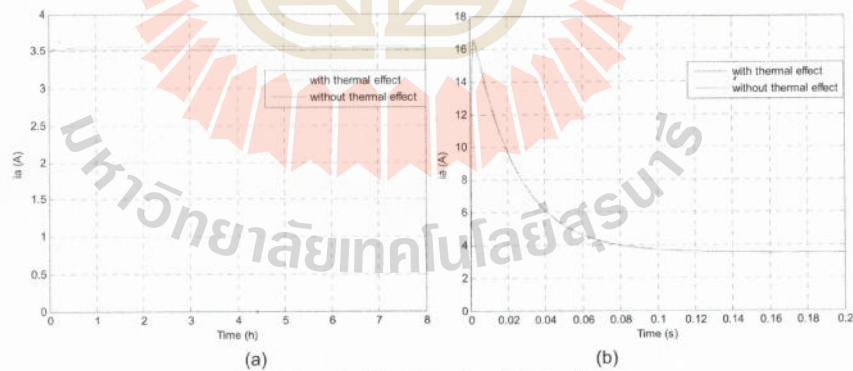


Fig. 6 Current of the DC motor without controller

3. PI SERVO WITH STATE D FEEDBACK CONTROL

A DC motor system having single input and single output can be described by

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (9)$$

$$y = \mathbf{Cx} \quad (10)$$

The system states are fed back through the gain matrix \mathbf{K}_d , and the error signal, the difference between the reference input (r) and the output (y), is fed forward to the proportional-integral (PI) controller. This error signal is denoted as ξ . The block diagram can be shown in Fig. 7 to represent the control system. Therefore, Eq. (11) and Eq. (12) express the control signal and the error signal, respectively.

$$u = -\mathbf{K}_d \dot{\mathbf{x}} + k_p \dot{\xi} + k_i \xi \quad (10)$$

$$\dot{\xi} = r - y = r - \mathbf{Cx} \quad (11)$$

where ξ is the output of the integrator, k_p and k_i are controller parameters. The design problem is to find the gains k_p , k_i and the matrix \mathbf{K}_d .

Recall the DC motor state matrix as in Eq. (8). Let states $\mathbf{x} = [\omega \ i_a]^T$. The general form of the state equation as described in Eq. (9) can be written in detail as

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 2,278.3 \\ -25,968 & -1,404.2 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1,612.9 \end{bmatrix} u \quad (13)$$

Since, the speed of the motor is defined as the single output, Eq. (14) give the output equation.

$$y = [1 \ 0] \mathbf{x} \quad (14)$$

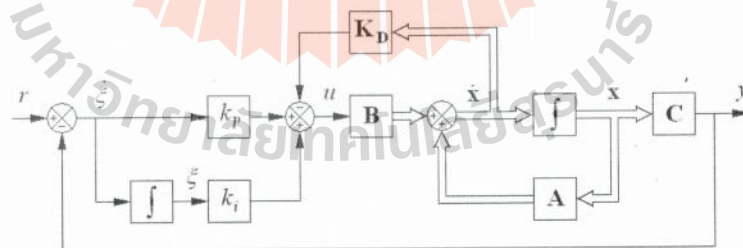


Fig. 7 Block diagram representing the PI-servo and state-D feedback control

Employing the Frobenius canonical form designated by

$$\mathbf{F} = \mathbf{T}\mathbf{x}, \mathbf{x} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{F}$$

\mathbf{A}_F and \mathbf{B}_F can be simply obtained from Eq. (15).

$$\mathbf{A}_F = \mathbf{T}\mathbf{A}\mathbf{T}^{-1}, \mathbf{B}_F = \mathbf{T}\mathbf{B} \quad (15)$$

where

$$\mathbf{T} = [\mathbf{q} \quad \mathbf{q}\mathbf{A} \quad \cdots \quad \mathbf{q}\mathbf{A}^{n-1}]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{q} = \mathbf{h}^T \mathbf{M}^{-1} \quad (17)$$

\mathbf{q} is a $(1 \times n)$ vector. \mathbf{M} is the controllability matrix expressed by

$$\mathbf{M} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{A}\mathbf{B}] \quad (18)$$

One can obtain the Frobenius form of the system, Eq. (13) as $\dot{\mathbf{F}} = \mathbf{A}_F \mathbf{F} + \mathbf{B}_F u$. Transformation of the system results in the Frobenius form of

$$\dot{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -59,162 & -1,403.2 \end{bmatrix} \mathbf{F} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (19)$$

The control signal for the state-D feedback can be written as

$$u = -\mathbf{K}_F \dot{\mathbf{F}} \quad (20)$$

In which $\mathbf{K}_F = [k_{f1} \quad k_{f2}]$ and $\mathbf{K}_d = \mathbf{K}_F \mathbf{T}$. Therefore, $\dot{\mathbf{F}} = \mathbf{A}_F \mathbf{F} - \mathbf{B}_F \mathbf{K}_F \dot{\mathbf{F}}$ represents the system with the inner feedback loop. It is characterized by $\Delta_d(s) = \det[s(\mathbf{I} + \mathbf{B}_F \mathbf{K}_F) - \mathbf{A}_F]$, which is desired to be $\Delta_i(s) = \alpha_n s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \cdots + \alpha_1 s + \alpha_0$. Assign the desired poles located at $-1653, -147.01$. The desired characteristic polynomial can be expressed as

$$\Delta_i(s) = 0.24347s^2 + 438.24s + 59,162 \quad (21)$$

For the inner loop control system, the characteristic polynomial is given by

$$\Delta_d(s) = a_2 s^2 + a_1 s + a_0, \quad \Delta_d(s) = (1 + k_{f2})s^2 + (1,403.2 + k_{f1})s + 59,162. \quad (22)$$

For comparison, $\Delta_d(s) = \Delta_i(s)$, where $\alpha_0 = a_0$. Calculate the gain matrix \mathbf{K}_d by

$$\mathbf{K}_d = [\alpha_1 - a_1 \quad \alpha_2 - 1] \mathbf{T}$$

$$\mathbf{K}_d = [-993.96 \quad -0.75653] \mathbf{T}$$

$$\mathbf{K}_d = [-0.0002626 \quad -0.00046905]$$

We can write the equation describing the error dynamic as

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{e} + \mathbf{B}_1 u_e \quad (23)$$

where $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}} & 0 \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{B}} \\ 0 \end{bmatrix}$, $\hat{\mathbf{A}} = (\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{K}_d)^{-1} \mathbf{A}$, $\hat{\mathbf{B}} = (\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{K}_d)^{-1} \mathbf{B}$ and the control signal

$$u_e = \mathbf{K}_{pi} \mathbf{e} \quad (24)$$

where $\mathbf{K}_{pi} = [-k_p \mathbf{C} \quad k_i]$. The error dynamic represented by Eq. (23) is characterized by the characteristic polynomial $\Delta_o(s) = \beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0$, in which $\beta_m = 1$. We can write the error dynamic by

$$\dot{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} 0 & 2,278.3 & 0 \\ -106.66 & -1,800 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{e} + \begin{bmatrix} 0 \\ 6,624.7 \\ 0 \end{bmatrix} u_e \quad (25)$$

Assign the desired poles at $-102.16 \pm j129.99$, $-1,595.7$ for the PI-servo control part, and $\Delta_o(s) = s^3 + 1800s^2 + 3.5336 \times 10^5 s + 4.3617 \times 10^7$ is the characteristic polynomial. Calculate the gain matrix \mathbf{K}_{pi} by

$$\mathbf{K}_{pi} = -[0 \quad 0 \quad 1] [\mathbf{B}_1 \quad \mathbf{A}_1 \mathbf{B}_1 \quad \mathbf{A}_1^2 \mathbf{B}_1]^{-1} \phi(\mathbf{A}_1)$$

For the error dynamic, $\Delta_o(s) = \beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0$ represents the desired characteristic polynomial. From the Cayley-Hamilton theorem, we can write

$$\phi(\mathbf{A}_1) = \mathbf{A}_1^3 + \beta_1 \mathbf{A}_1^2 + \beta_2 \mathbf{A}_1 + \beta_3 \mathbf{I} = 0 \quad (26)$$

Resulting in $k_p = -0.0073119$ and $k_i = 02.8899$.

4. SIMULATION RESULTS

To be compared with the PI controller designed by Ziegler-Nichol's method to achieve the same pole locations as given above, one can obtain the $k_p = 0.0618$ and $k_i = 9.27$. The step reference input at 742 rad/s, and the torque disturbance of 0.0565

Nm are applied $t = 0$ s. Fig. 8 illustrates the current of the DC motor. The response curves in Fig. 8(a) indicates that the response of the PI controller and the PI servo with state-D feedback gave the same result. The response i_d of the thermal effect case is increased from 3.51 A to 3.56 A similarly to that of the uncontrolled case: In terms of the rise-time, the response of the PI controller has overshoot larger than that of the PI servo with state-D feedback.

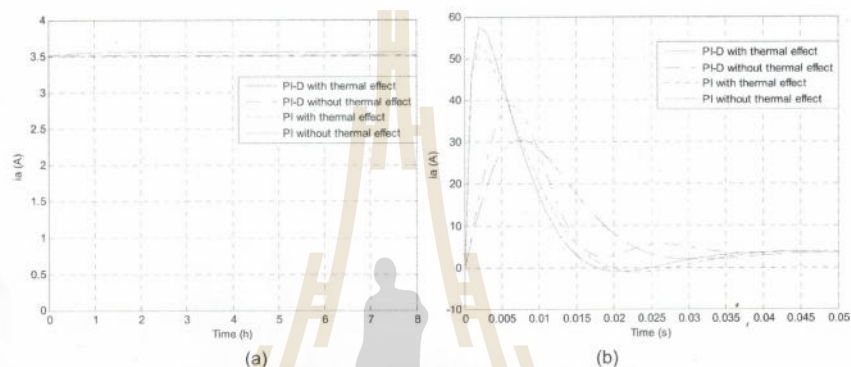


Fig. 8 Current response of the DC motor with controllers

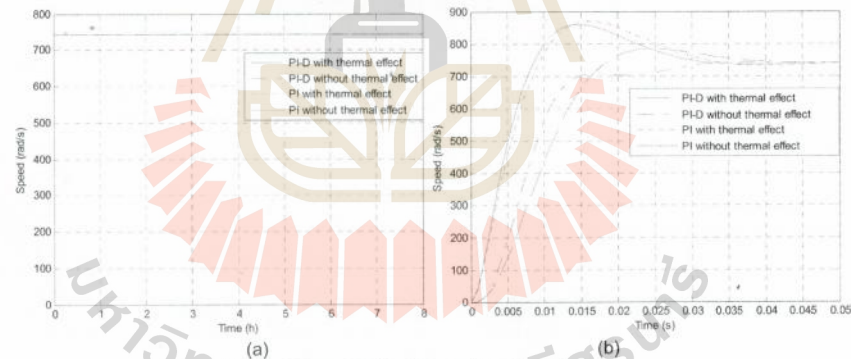


Fig. 9 Speed of the DC motor with controllers

Fig. 9 illustrates the speed of the DC motor. The response curves in Fig. 9(a) indicate that the response with the thermal effect, without the thermal effect, the PI controller and the PI servo with state-D feedback give the same result. In terms of the rise-time, the speed response with the PI controller experiences overshoot larger than

that of the PI servo with state-D feedback. The overshoot of the responses is also similar. On the other hand, the rise-time of the thermal effect case is longer than that without the thermal effect. For PI servo with state-D feedback, the rise-time without the thermal effect is faster while the overshoot of the response with the thermal effect can be observed.

5. CONCLUSIONS

An integrator in the PI controller exhibits no steady-state errors in the response to the step input. The state-D feedback has an advantage over the conventional state feedback. It can reduce the zero effect. This paper has presented a control design method via the pole-placement approach for the DC motor speed control system with consideration of the thermal effect. The PI-servo with state-D feedback control and the PI control to achieve control objectives are similar. Furthermore, the controller design by using the proposed procedures is very simple and effective.

REFERENCES

- Sarawut, S., Witchupong, W. and Surachai, W. (2012), "PI-Servo with State-D Feedback Control for LTI Systems", *Research Journal of Applied Sciences Engineering and Technology*, Maxwell Scientific Organization, **4**(17), 2898-2904.
- Nisit, K. De. and Prasanta K. Sen. (2006), "Electric drives", Prentice' Hall of India Private Limited, New Delhi – 110 001.
- Richard H., Welch Jr. and Younkin, G.W. (2002), "How Temperature Affects a Servomotor's Electrical and Mechanical Time Constants", *Industry Applications Conference, IEEE*, **37**(2), 1041-1046.
- Available; https://www.motioncontrolonline.org%2Ffiles%2Fpublic%2FCheck_Temperature_when_Specifying_Motors.pdf
- Available; <http://www.dynetic.com>

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

PI-Servo with State-PD Feedback for DC Motor Position Control

Surachai Wongfookeat, Thanatchai Kulworawanichpong

Power and Control Research Unit

School of Electrical Engineering, Institute of Engineering

Suranaree University of Technology

Nakhon Ratchasima, THAILAND 30000

*Corresponding Author: d5440139@g.sut.ac.th, Thanatchai@gmail.com

ABSTRACT

This paper presents PI-servo with state-PD feedback for position control of DC motor. The response of the proposed control and the Ogata's method are compared and investigated. With the proposed control method, in terms of the rise-time, the response with the Ogata's method experiences overshoot of the responses is also similar. But rise-time of the PI servo with state-D feedback control faster than the Ogata's method. The control result shows that the position control of DC motor with the proposed give satisfactory response and provided good stability. An advantage over the conventional state feedback is that it results in smaller gains.

Keyword: PI Servo Control, State-PD Feedback, DC Motor

1. Introduction

DC motors can be used extensively in industries such as automatic control system, robotic, etc. Position control of a DC motor can be used either PID controllers or other (E.L. Oberstar). One approach is to design controller by PI-servo system with state-PD feedback control. This paper proposes a new design method PI-servo system with state-PD feedback controller by using the pole-placement approach to control position of DC motor. In order to apply the proposed method, the mathematical model of the system must be firstly linearized and converted into Frobenius canonical form. Then feedback gain matrix and proportional-integral gains can be obtained (S. Sujitjorn, W. Witchupong, S. Wongfookiat; S. Puwani, S. Nundrakwang, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit, and N. Komine). The satisfied performances of the system controlled by the proposed controller are shown by simulations. Section 2 of the paper explains the basic of DC motor model. Our main design procedures are presented in Section 3. Section 4 provides simulation result and discussion, while conclusion follows in Section 5.

2. DC Motor Model

DC motor model can be represents by the diagram in Fig. 1. The dynamic system can be described by a state Eq. (1).

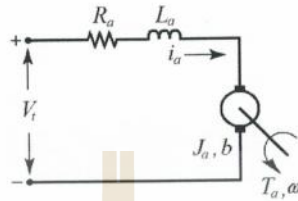


Fig. 1 Diagram representing a DC motor model.

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{i}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{b}{J_a} & \frac{K_t}{J_a} \\ 0 & -\frac{K_e}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} \\ \frac{1}{J_a} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ V_t \end{bmatrix} \quad (1)$$

Where

R_a = armature resistance (Ω)

L_a = armature inductance (H)

b = coefficient of viscous friction ($\text{Kg-m}^2/\text{s}$)

J_a = armature inertia (Kg-m^2)

K_e = motor voltage constant (V-s/rad)

K_t = motor torque constant (Nm/A)

ω = angular speed of the motor shaft (rad/s)

i_a = armature current (A).

V_t = DC voltage fed to armature circuit (V)

The following parameters of the motor are used: $R_a = 0.87 \Omega$, $L_a = 0.00062 \text{ H}$,

$b = 0 \text{ kg-m}^2/\text{s}$, $J_a = 7.06667 \times 10^{-6} \text{ kg-m}^2$, $K_e = 0.0161 \text{ V-s/rad}$, $K_t = 0.0161 \text{ Nm/A}$,

$V_t = 15 \text{ V}$. Substitute these parameters into Eq. (1), Eq. (2) can be formed.

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{i}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2,278.3 \\ 0 & -25.968 & -1,404.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega \\ i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1,612.9 \end{bmatrix} V_t \quad (2)$$

3. PI Servo with State PD Feedback Control

The system having single input and single output can be described by

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (3)$$

$$y = \mathbf{Cx} \quad (4)$$

The system states are fed back through the gain matrix \mathbf{K}_p and \mathbf{K}_d , and the error signal, the difference between the reference input (r) and the output (y), is fed forward to the proportional-integral (PI) controller. This error signal is denoted as ξ . The block diagram can be shown in Fig. 2 to represent the control system. Therefore, Eq. (5) and Eq. (6) express the control signal and the error signal, respectively.

$$u = -\mathbf{K}_d \dot{\mathbf{x}} - \mathbf{K}_p \mathbf{x} + k_p \dot{\xi} + k_i \xi \quad (5)$$

$$\dot{\xi} = r - y = r - \mathbf{Cx} \quad (6)$$

Where ξ is the output of the integrator, k_p and k_i are controller parameters. The design problem is to find the gains k_p , k_i , matrix \mathbf{K}_p and matrix \mathbf{K}_d .

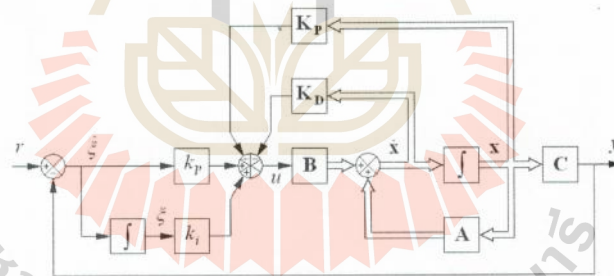


Fig. 2 Block diagram representing the PI-servo and state-PD feedback control

Employing the Frobenius canonical form designated by

$$\mathbf{x}_F = \mathbf{T}\mathbf{x}, \mathbf{x} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{x}_F$$

\mathbf{A}_F and \mathbf{B}_F can be simply obtained from Eq. (9).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_F &= \mathbf{TAT}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{B}_F &= \mathbf{TB} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{C}_F &= \mathbf{CT}^{-1} = [c_1 \quad c_2 \quad c_3]
 \end{aligned} \tag{7}$$

Where

$$\mathbf{T} = [\mathbf{q} \quad \mathbf{qA} \quad \mathbf{qA}^2]^T \tag{8}$$

$$\mathbf{q} = \mathbf{h}^T \mathbf{M}^{-1} \tag{9}$$

\mathbf{q} is a $(1 \times n)$ vector. \mathbf{M} is the controllability matrix expressed by

$$\mathbf{M} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{AB} \quad \mathbf{A}^2\mathbf{B}] \tag{10}$$

One can obtain the Frobenius form of the system, Eq. (3) as $\dot{\mathbf{x}}_F = \mathbf{A}_F \mathbf{x}_F + \mathbf{B}_F u$, and Eq. (4) as $y_F = \mathbf{C}_F \mathbf{x}_F$. Transformation of the system results in the Frobenius form of

$$\dot{\mathbf{x}}_F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix} \mathbf{x}_F + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \tag{12}$$

$$y_F = [c_1 \quad c_2 \quad c_3] \mathbf{x}_F \tag{13}$$

For inner loop, the control signal for the state-PD feedback can be written as

$$u = -\mathbf{K}_F \dot{\mathbf{x}}_F - \mathbf{K}_G \mathbf{x}_F \tag{14}$$

In which $\mathbf{K}_F = [k_{F1} \quad k_{F2}]$, $\mathbf{K}_d = \mathbf{K}_F \mathbf{T}$ and $\mathbf{K}_G = [k_{G1} \quad k_{G2}]$, $\mathbf{K}_p = \mathbf{K}_G \mathbf{T}$. Therefore,

$\dot{\mathbf{x}}_F = \mathbf{A}_F \mathbf{x}_F + \mathbf{B}_F (-\mathbf{K}_G \mathbf{x}_F - \mathbf{K}_F \dot{\mathbf{x}}_F)$ represents the system with the inner feedback loop.

It is characterized by $\Delta_p(s) = |s(\mathbf{I} + \mathbf{B}_f \mathbf{K}_f) - \mathbf{A}_f + \mathbf{B}_f \mathbf{K}_G|$, which is desired to be $\Delta_i(s) = \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0$. For position control of DC motor system, the characteristic polynomial is expressed as

$$\Delta_p(s) = (1 + k_{F3})s^3 + (a_2 + k_{F2} + k_{G3})s^2 + (a_1 + k_{F1} + k_{G2})s + k_{G1}. \quad (15)$$

For outer loop, the control signal for the PI-servo with state-PD feedback can be written as

$$u = -\mathbf{K}_f \dot{\mathbf{x}}_f - \mathbf{K}_G \mathbf{x}_f + k_p \dot{\zeta} + k_i \zeta \quad (16)$$

Therefore, $\dot{\mathbf{x}}_f = \mathbf{A}_f \mathbf{x}_f + \mathbf{B}_f (-\mathbf{K}_f \dot{\mathbf{x}}_f - \mathbf{K}_G \mathbf{x}_f + k_p \dot{\zeta} + k_i \zeta)$ represents the DC motor

system. It is characterized by $\Delta_d(s) = |s\mathbf{I} - \mathbf{A}_f + s\mathbf{B}_f \mathbf{K}_{DF} + \mathbf{B}_f \mathbf{K}_{PF} + \left(k_{pF} + \frac{k_{iF}}{s}\right)\mathbf{B}_f \mathbf{C}_f|$,

which is desired to be the characteristic polynomial $\Delta_o(s) = s^4 + \beta_3 s^3 + \beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0$.

For the system, the characteristic polynomial is given by

$$\Delta_d(s) = s^4 + \left(\frac{a_2 + k_{F2} + k_{G3} + c_3 k_{FP}}{1 + k_{F3}}\right)s^3 + \left(\frac{a_1 + k_{F1} + k_{G2} + c_2 k_{FP} + c_3 k_{FI}}{1 + k_{F3}}\right)s^2 + \left(\frac{k_{G1} + c_1 k_{FP} + c_2 k_{FI}}{1 + k_{F3}}\right)s + \left(\frac{c_1 k_{FI}}{1 + k_{F3}}\right). \quad (17)$$

For comparison, $\Delta_d(s) = \Delta_o(s)$ calculate the gain matrix by

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & c_3 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & c_2 & c_3 \\ 0 & 0 & 0 & c_1 & c_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_{F3} \\ k_{F2} + k_{G3} \\ k_{F1} + k_{G2} \\ k_{pF} \\ k_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{k_{G1}}{\lambda_0} - 1 \\ \beta_3 \frac{k_{G1}}{\lambda_0} - a_2 \\ \beta_2 \frac{k_{G1}}{\lambda_0} - a_1 \\ \beta_1 \frac{k_{G1}}{\lambda_0} - k_{G1} \\ \beta_0 \frac{k_{G1}}{\lambda_0} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Recall the DC motor state matrix as in Eq. (1). Let states $\mathbf{x} = [\theta \ \omega \ i_a]^T$. The general form of the state equation as described in Eq. (2) can be written in detail as

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2,278.3 \\ 0 & -25.968 & -1,404.2 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1,612.9 \end{bmatrix} u \quad (19)$$

Since, the position of the motor is defined as the single output, Eq. (8) give the output equation.

$$\mathbf{y} = [1 \ 0 \ 0] \mathbf{x} \quad (20)$$

One can obtain the Frobenius form of the DC motor system, Eq. (19) as $\dot{\mathbf{x}}_F = \mathbf{A}_F \mathbf{x}_F + \mathbf{B}_F u$. And Eq. (20) as $y_F = \mathbf{C}_F \mathbf{x}_F$. Transformation of the system results in the Frobenius form of

$$\dot{\mathbf{x}}_F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -59162.8944 & -1404.2 \end{bmatrix} \mathbf{x}_F + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (21)$$

$$y_F = [3674670.07 \ 0 \ 0] \mathbf{x}_F \quad (22)$$

Assign the desired outer loop poles located at $-2 \pm j2.097, -10, -20$. The desired

characteristic polynomial can be expressed as

$$\Delta_o(s) = s^4 + 34s^3 + 328.399s^2 + 1051.973s + 1679.817 \quad (23)$$

Calculate the gain matrix by Eq. (18) desired gains matrix

$$\mathbf{K}_d = [-8.0501 \times 10^{-3} \quad -1.9106 \times 10^4 \quad -6.1992 \times 10^{-4}]$$

$$\mathbf{K}_p = [2.7213 \times 10^{-8} \quad -8.0501 \times 10^3 \quad -0.4353]$$

$$k_p = 9.9654 \times 10^{-9} \text{ and } k_i = 5.9368 \times 10^{-8}.$$

4. Simulation Results

The proposed method to be compared with the Ogata's method to achieve the same dominant pole locations (K. Ogata). The dominant poles as given by

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (24)$$

Where

$p_{1,2}$ = complex dominant poles

ζ = damping ratio

ω_n = natural frequency

Ogata's method can obtain the $\mathbf{K}_p = [2.2857 \times 10^5 \quad -0.016087 \quad -0.86193]$. The input

reference is unit step, Fig. 3 illustrates the position of the DC motor in term rise-time. The response curves indicate that the response of the Ogata's and the PI servo with state-PD feedback gave result. In term rise-time the PI servo with state-PD feedback rises to 0.89 s and Ogata's rise to 1.01 s. The overshoot responses are similar at 1.05 unit. The settling time (steady state error 2%) the PI servo with state-PD feedback settle at 1.99 s and Ogata's settle at 2.09 s.

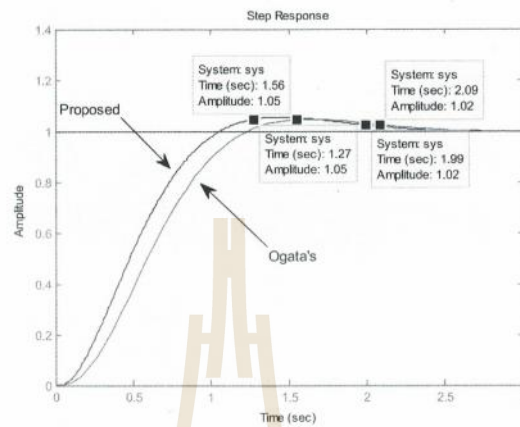


Fig. 3 Response of the position control of DC motor

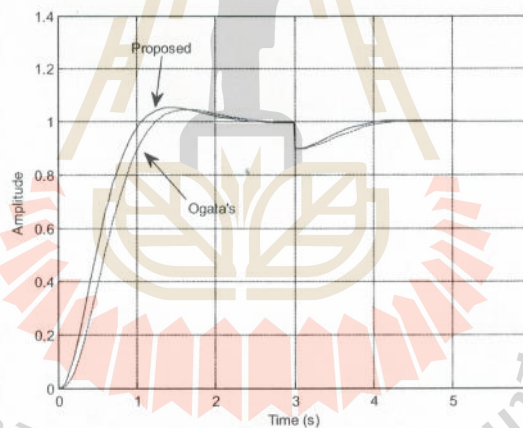


Fig. 4 Response of the position control of DC motor with torque disturbance

Fig. 3 illustrates the position of the DC motor with the torque disturbance of 0.1 unit are applied $t = 3$ s. The response curves indicate that the response the PI servo with state-PD feedback give the result faster than the Ogata's method response can be observed.

5. Conclusion

An integrator in the PI controller exhibits no steady-state errors in the response to the step input. The state-PD feedback has an advantage over the conventional state feedback. It can reduce the zero effect. This paper has presented a control design method via the pole-placement approach for the position control of DC motor. The PI-servo with state-PD feedback control and the Ogata's method to achieve control objectives are similar. But in term rise-time of the PI-servo with state-PD feedback control faster than Ogata's method. Furthermore, the controller design by using the proposed procedures is very simple and effective.

ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the financial supports by the Office of Higher Education Commission, Thailand, under the NRU Project, and Suranaree University of Technology (SUT).

REFERENCES

- K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, New York, 2002
- E.L. Oberstar, "DC Motor with Inertia Disk Model Development, Proportional Controller and State Feedback Controller with Full State", Oberstar Consulting, US., 2005
- S. Sujitjorn, W. Witchupong, S. Wongfookiat, "PI-Servo with State-D Feedback Control for LTI Systems", *Research Journal of Applied Sciences Engineering and Technology*, Maxwell Scientific Organization, 4(17): 2898-2904, 2012
- S. Pūwani, S. Nundrakwang, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit, and N. Komine, CDM Based Servo State Feedback Controller with Minimum-order Observer for Crane System. *International Symposium on Communications and Information Technologies*, Bangkok, Thailand, October, pp: 194-199, 2006

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

PI-Servo with State-D Feedback Control for LTI Systems

¹Sarawut Sujitjorn, ²Witchupong Wiboonjaroen and ¹Surachai Wongphukiat

¹Control and Automation Research Unit, Power Electronics, Machines and Control Research Group, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand

²Department of Electronic Engineering, Rajamangala University of Technology Isan, Thailand

Abstract: This study proposes a new PI-servo with state-D feedback control design method for linear time-invariant systems of type-0. The method aims for simultaneous command following and disturbance rejection control objectives. The main theorem with proof and design procedures are presented. Two numerical examples serve to demonstrate the advantages of using the proposed method compared with the classic Ogata's method.

Keywords: PI-servo, state-D feedback, type-0 LTI systems

INTRODUCTION

Control design via state-variable method has well established for many years. Many design approaches are available as described by Ogata (2002a), for instance. For LTI systems, the pole-placement method has been a fundamental design approach, primarily gain feedback through state(s) and output(s). The emerging concept of state-derivative (state-D) feedback was explained in the context of geometry Lewis and Syrmos (1991). Recently, stabilization and disturbance rejection via pole-placement using state-D feedback have been presented (Abdelaziz and Valasek, 2003, 2004; Moreira *et al.*, 2010). The state-D feedback is fundamentally practical and has an advantage over the conventional state feedback in that it results in smaller gains. A practical example is that a derivative signal can be derived from an accelerometer output in a vibration control system (Kwak *et al.*, 2002a; Reithmeier and Leitmann, 2003b). In studies such as Abdelaziz and Valasek (2005a), Duan *et al.* (2005b) and Kwak *et al.* (2002b), LQRs to achieve the state-D feedback were reported. A simple design based on conventional state feedback to achieve the state-D feedback is also possible (Cardim *et al.*, 2007). Other results of the pole-placement for multivariable systems with state-D feedback can be found in papers such Araujo *et al.* (2009a), Abdelaziz (2010, 2009, 2007), Abdelaziz and Valasek (2005 b, c) and Faria *et al.* (2009). Results on state-PID feedback for LTI systems have recently been reported by Sujitjorn and Wiboonjaroen (2011). It is noticed that most of these results are aimed for stabilization; state regulation and disturbance reject objectives, not command following or servo objective. Servo design for LTI systems using state-variable approach is possible, for instance the materials found in

Ogata (2002a) and Puwani *et al.* (2006). Design approaches for plants of type-0 and -1 are somewhat different. For a type-1 plant, the closed-loop system naturally exhibits no steady-state errors. In contrast, a type-0 plant needs an additional integral element in the forward path to achieve the same.

This study proposes a new design method for type-0 PI-servo system with state-D feedback controller by using the pole-placement approach. An integrator is augmented to the system so that the system will exhibit no steady-state errors in the response to step input. In order to apply the proposed method, the mathematical model of the system must be firstly linearized and converted into Frobenius canonical form. Then feedback gain matrix and proportional-integral gains can be obtained. The satisfied performances of the system controlled by the proposed controller are shown by simulations.

PROBLEM DESCRIPTION

A linear time-invariant dynamical system having single input and single output is completely controllable and described by

$$\dot{x} = Ax + Bu, x(t_0) = x_0 \quad (1)$$

$$y = Cx \quad (2)$$

where $x \in R^n$ is the state vector, $u \in R$ is the scalar control input, A ($n \times n$) is the system matrix, B ($n \times 1$) is the control gain vector, C ($1 \times n$) is the output matrix and y is the output. The system characteristic polynomial resulted from the A matrix is represented by:

Corresponding Author: Sarawut Sujitjorn, Control and Automation Research Unit; Power Electronics, Machines and Control Research Group, School of Electrical Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand

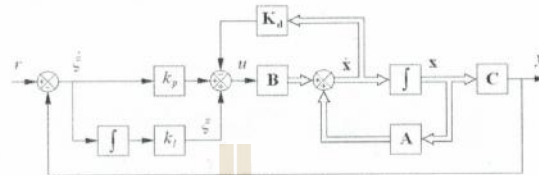


Fig. 1: Block diagram representing the proposed control consisting of PI-servo and state-D feedback elements

$$\Delta_d(s) = \det(sI - A) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (3)$$

$$M = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B] \quad (10)$$

The system states are fed back through the gain matrix K_d and the error signal, i.e., the difference between the reference input (r) and the output (y), is fed to the proportional-integral (PI) controller. This error signal is denoted as ξ . The block diagram shown in Fig. 1 represents the control system. Correspondingly, Eq. (4) - (5) expresses the control signal and the error signal, respectively:

M has rank n and $h = [0 \ 0 \ \dots \ 1]^T$ is a unit vector. One can obtain the Frobenius form of the system (1) as,

$$\dot{\tilde{F}} = A_F \tilde{F} + B_F u, \text{ i.e.,}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{F}}_1 \\ \dot{\tilde{F}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\tilde{F}}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{F}_1 \\ \tilde{F}_2 \\ \vdots \\ \tilde{F}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (11)$$

$$u = -K_d \dot{x} + k_p \xi + k_i \int \xi dt \quad (4)$$

$$\xi = r - y = r - Cx \quad (5)$$

where, ξ is the output of the integrator, k_p and k_i are controller parameters. The design problem is to find the gains k_p and k_i the matrix K_d . To do this, the original system needs to be transformed into the Frobenius canonical form designated by:

$$F = TX, \quad X = T^{-1}F \quad (6)$$

in which $F(t)(n \times 1)$ is the transformed state vector, $T(n \times n)$ is the transformation matrix, $A_F(n \times n)$ is the transformed system matrix and $B_F(n \times 1)$ is the transformed control gain vector. The matrices A_F and B_F can be simply obtained from (7):

$$A_F = TAT^{-1}, \quad B_F = TB \quad (7)$$

where,

$$T = [q \ qA \ \dots \ qA^{n-1}]^T \quad (8)$$

$$q = h^T M^{-1} \quad (9)$$

q is a $(1 \times n)$ vector. M is the controllability matrix of the system (1) and is expressed by:

MAIN RESULTS

Referring to the system in Frobenius canonical form, the control signal for the state-D feedback can be written as:

$$u = -K_F \tilde{F} \quad (12)$$

in which $K_F = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n]$ and $K_d = K_F T$. Therefore,

$\tilde{F} = A_F \tilde{F} - B_F K_F \tilde{F}$ represents the system with the inner feedback loop. It is characterized by $\Delta_d(s) = \det[s(I + B_F K_F) - A_F]$, which is desired to be $\Delta_d(s) = \alpha_n s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0$, where $\alpha_0 = a_0$ and $\alpha_0 \neq 0$. For an n order system, the characteristic polynomial is expressed as:

$$\Delta_d(s) = (1 + k_n) s^n + (a_{n-1} + k_{n-1}) s^{n-1} + \dots + (a_1 + k_1) s + a_0$$

Consider the system (1) subject to the pole-placement by the state-D feedback and PI-servo control having the control u as in (4), the system can be described by:

$$\dot{\tilde{F}} = A_F \tilde{F} + B_F (-K_d \dot{x} + k_p \xi + k_i \int \xi dt)$$

$$\dot{x} = Ax - BK_d \dot{x} + Bk_i \xi + Bk_p \int \xi dt$$

$$\dot{x} = Ax - BK_d \dot{x} + Bk_i \xi + Bk_p (r - Cx)$$

$$\begin{aligned} \dot{X} &= (I + BK_d)^{-1} AX - (I + BK_d)^{-1} Bk_p \\ Cx + (I + BK_d)^{-1} Bk_i \xi + (I + BK_d)^{-1} Bk_p r \end{aligned} \quad (13)$$

Assume that the reference input is a unit-step function, for $t > 0$ the dynamical representation of the system in (5) and (13) can be rewritten in a matrix form as follows:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (I + BK_d)^{-1} A - (I + BK_d)^{-1} BK_p C & (I + BK_d)^{-1} BK_p \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (I + BK_d)^{-1} Bk_p \\ 0 \end{bmatrix} r(t) \end{aligned} \quad (14)$$

For an asymptotically stable system, $y(\infty) = r$; $\xi(\infty)$, $x(\infty)$ and $u(\infty)$ must converge to constant levels including zero. Therefore, at steady-state:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}(\infty) \\ \dot{\xi}(\infty) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (I + BK_d)^{-1} (I + BK_d)^{-1} Bk_p C & (I + BK_d)^{-1} BK_p \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(\infty) \\ \xi(\infty) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (I + BK_d)^{-1} Bk_p \\ 0 \end{bmatrix} r(\infty) \end{aligned} \quad (15)$$

and (16) follows:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}(t) - \dot{X}(\infty) \\ \dot{\xi}(t) - \dot{\xi}(\infty) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (I + BK_d)^{-1} A - (I + BK_d)^{-1} BK_p C & (I + BK_d)^{-1} BK_p \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) - X(\infty) \\ \xi(t) - \xi(\infty) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

or in short form:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_e(t) \\ \dot{\hat{\xi}}_e(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (I + BK_d)^{-1} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_e(t) \\ \hat{\xi}_e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (I + BK_d)^{-1} B \\ 0 \end{bmatrix} u_e(t) \end{aligned} \quad (17)$$

where $\hat{x}_e(t) = x(t) - x(\infty)$, $\hat{\xi}_e(t) = \xi(t) - \xi(\infty)$ and

$$u_e(t) = u(t) - u(\infty) = -K_p C x_e(t) + k_i \xi_e(t)$$

Define $\hat{e}(t) = \begin{bmatrix} \hat{x}_e(t) \\ \hat{\xi}_e(t) \end{bmatrix}$ as an error vector of m order

($m = n+1$). Equation (17) can be rewritten as:

$$\dot{\hat{e}} = A_f \hat{e} + B_f u_e \quad (18)$$

$$\text{where, } A_f = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, B_f = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \hat{A} = (I + BK_d)^{-1} A, \hat{B} = (I + BK_d)^{-1} B$$

and the control signal:

$$u_e = K_{pi} e \quad (19)$$

where, $K_{pi} = [-k_p C \ k_i]$. The error dynamic represented by (18) is characterized by the characteristic polynomial $\Delta_{pi}(s) = \beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0$, in which $\beta_m = 1$. From (18) and (19) one can obtain (20) with its associated characteristic polynomial in (21):

$$\dot{e} = (A_f + B_f K_{pi}) e \quad (20)$$

$$\Delta_{pi}(s) = \det[sI - A_f - B_f K_{pi}] \quad (21)$$

Theorem 1: For a completely controllable LTI system (1) of order n , the state-D feedback to achieve the desired characteristic polynomial $\Delta_d(s) = \alpha_n s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_0$ employs the control $u = -K_d \hat{x}$ where, $K_d = K_p T$; the PI-servo to achieve the desired characteristic polynomial $\Delta_d(s) = \beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0$, $m = n+1$ is the order of the output feedback system, employs the control $u_e = K_{pi} e$, where $K_{pi} = [-k_p C \ k_i]$. The gain matrices can be calculated from:

$$K_d = [\alpha_1 - a_1 \ \alpha_2 - a_2 \ \dots \ \alpha_{n-1} - a_{n-1} \ \alpha_n - 1] T \quad (22)$$

$$K_{pi} = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] [B_1 \ A_1 \ B_1 \ \dots \ A_1^{m-1} \ B_1]^{-1} \phi(A_1) \quad (23)$$

Proof: $\dot{\hat{x}} = A_f \hat{x} + B_f [-K_{pi} \hat{x}]$ represents the inner closed-loop system in Frobenius form. For an n -order system, its characteristic polynomial is:

$$\Delta_d(s) = \det[s(I + B_f K_{pi}) - A_f] = a_0 + (a_1 + k_i)s + \dots + (a_{m-1} + k_{m-1})s^{m-1} + (1 + k_n)s^m \quad (24)$$

Through the coefficient matching of (24) and the desired polynomial $\Delta_d(s)$ one can obtain. $K_d = [\alpha_1 - a_1 \ \alpha_2 - a_2 \ \dots \ \alpha_{n-1} - a_{n-1} \ \alpha_n - 1] T$. The formula (22) is concluded. For proof of this part see Proposition 2.1 in Sujitorn and Wiboonjarcon (2011).

For the error dynamic (20), $\Delta_{pi}(s) = \beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0$ represents the desired characteristic polynomial. From the Cayley-Hamilton theorem, we can write:

$$\phi(\hat{A}) = \hat{A}^m + \beta_1 \hat{A}^{m-1} + \dots + \beta_{m-1} \hat{A} + \beta_m I = 0 \quad (25)$$

Consider a dynamic of third-order, we can express:

$$\begin{aligned} I &= I \\ \tilde{A} &= A_1 + B_1 K_{pi} \\ \tilde{A}^2 &= (A_1 + B_1 K_{pi})^2 = A_1^2 + A_1 B_1 K_{pi} + B_1 K_{pi} \tilde{A} \\ \tilde{A}^3 &= (A_1 + B_1 K_{pi})^3 = A_1^3 + A_1^2 B_1 K_{pi} + A_1 B_1 K_{pi} \tilde{A} + \tilde{A} + B_1 K_{pi} \tilde{A}^2 \end{aligned}$$

and (26) follows for $\beta_3 = 1$:

$$\begin{aligned} \beta_0 I + \beta_1 \tilde{A} + \beta_2 \tilde{A}^2 + \tilde{A}^3 &= \beta_0 I + \beta_1 (A_1 + B_1 K_{pi}) \\ &+ \beta_2 (A_1^2 + A_1 B_1 K_{pi} + B_1 K_{pi} \tilde{A}) + A_1^3 + A_1^2 B_1 K_{pi} \\ &+ A_1 B_1 K_{pi} \tilde{A} + B_1 K_{pi} \tilde{A}^2 \end{aligned} \quad (26)$$

Due to (25) $\beta_0 I + \beta_1 \tilde{A} + \beta_2 \tilde{A}^2 + \tilde{A}^3 = \mathcal{O}(\tilde{A}) = 0$ and

$\beta_0 I + \beta_1 A_1 + \beta_2 A_1^2 + A_1^3 = \phi(A_1) \neq 0$, one can write:

$$\mathcal{O}(A_1) = -B_1 \begin{bmatrix} \beta_1 K_{pi} + \beta_2 K_{pi} \tilde{A} + B_1 K_{pi} \tilde{A}^2 \\ \beta_2 A_1 B_1 K_{pi} + A_1 B_1 K_{pi} \tilde{A} + A_1^2 B_1 K_{pi} \\ A_1 B_1 K_{pi} \tilde{A} + B_1 K_{pi} \tilde{A}^2 \end{bmatrix}$$

Since $\mathcal{O}(\tilde{A}) = 0$:

$$\begin{aligned} \phi(A_1) &= -B_1 (\beta_1 K_{pi} + \beta_2 K_{pi} \tilde{A} + K_{pi} \tilde{A}^2) \\ &+ A_1 B_1 (\beta_2 K_{pi} + K_{pi} \tilde{A}) + A_1^2 B_1 K_{pi} \\ &= -[B_1 \ A_1 B_1 \ A_1^2 B_1] \begin{bmatrix} \beta_1 K_{pi} + \beta_2 K_{pi} \tilde{A} + K_{pi} \tilde{A}^2 \\ \beta_2 K_{pi} + K_{pi} \tilde{A} \\ K_{pi} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (27)$$

Equation (27) can be rewritten as:

$$-[B_1 \ A_1 B_1 \ A_1^2 B_1]^{-1} \mathcal{O}(A_1) = \begin{bmatrix} \beta_1 K_{pi} + \beta_2 K_{pi} \tilde{A} + K_{pi} \tilde{A}^2 \\ \beta_2 K_{pi} + K_{pi} \tilde{A} \\ K_{pi} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Multiplying both sides of (28) by $[0 \ 0 \ 1]$, we obtain:

$$\begin{aligned} -[0 \ 0 \ 1] [B_1 \ A_1 B_1 \ A_1^2 B_1]^{-1} \mathcal{O}(A_1) &= \\ -[0 \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} \beta_1 K_{pi} + \beta_2 K_{pi} \tilde{A} + K_{pi} \tilde{A}^2 \\ \beta_2 K_{pi} + K_{pi} \tilde{A} \\ K_{pi} \end{bmatrix} &= K_{pi} \end{aligned}$$

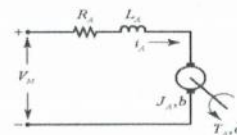


Fig. 2: Diagram representing speed control of a DC motor

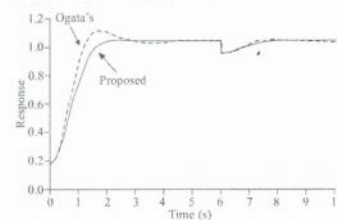


Fig. 3: Time-domain responses of DC motor speed control system

in other words:

$$K_{pi} = -[0 \ 0 \ 1] [B_1 \ A_1 B_1 \ A_1^2 B_1]^{-1} \mathcal{O}(A_1) \quad (29)$$

Therefore, the formula (23) is concluded for the system of an m-order. This completes the proof.

The followings are design procedures:

Step 1: Transform the system (1) in Frobenius form using Eq. (6) - (8).

Step 2: Assign poles for the inner loop of state-D feedback and express the desired characteristic polynomial of the form $\Delta_i(s) = \alpha_n s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0$.

Step 3: Calculate the gain matrix K_d using (22).

Step 4: Assign poles for the PI-servo loop and express the desired characteristic polynomial of the form $\Delta_o(s) = \beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + \beta_0$.

Step 5: Calculate the gain matrix K_{pi} using (23).

The above design procedures are very simple to conduct. They offer an advantage of assuring stability of the inner state-D feedback loop and the PI-servo control.

The effectiveness of the proposed method is demonstrated via the following numerical examples of a DC-motor speed control and a mechanical vibration control, respectively. The results are compared with those obtained from using Ogata's method (Ogata, 2002a).

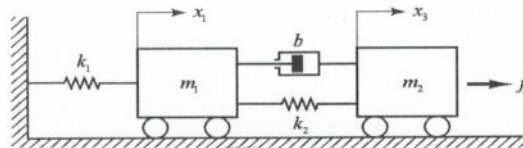


Fig. 4: Diagram representing a mass-spring-damper system

Numerical examples: This section presents two examples to show the effectiveness of the proposed method in comparison with Ogata's method. The first example is speed control of a DC motor. Relevant calculations are presented in details in a step-by-step manner. The second example is vibration control of a mass-spring-damper system of 4th-order. Calculations are presented in brief.

Example 1: The diagram in Fig. 2 represents the speed control of a DC motor. The system dynamic can be described by a state Eq. (30):

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{i}_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J_A} & \frac{K_T}{J_A} \\ \frac{K_B}{L_A} & -\frac{R_A}{L_A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ i_A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_A} \end{bmatrix} V_M \quad (30)$$

where R_A is armature resistance (Ω)

L_A = Armature inductance (H)

b = Coefficient of viscous friction ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$)

J_A = Armature inertia ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2$)

K_B = Motor voltage constant (V-s/rad)

K_T = Motor torque constant (Nm/A)

ω = Angular speed of armature shaft (rad/s)

i_A = Armature current (A)

In (30), states $x = [\omega \ i_A]^T$ and control input $u = V_M$. Physically, V_M is a DC voltage fed to the armature circuit. The following parameters of the motor are used: $R_A = 30 \ \Omega$, $L_A = 0.00169 \ \text{H}$, $b = 5.8 \times 10^{-8} \ \text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$, $J_A = 1.06 \times 10^{-6} \ \text{kg}\cdot\text{m}^2$, $K_B = 0.0283 \ \text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}$ and $K_T = 0.0283 \ \text{Nm}/\text{A}$ (Oberstar, 2005e). As a result, Eq. (34) describes the motor:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -5.4717 & 26698 \\ -16.746 & -17751 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 591.72 \end{bmatrix} u \quad (31)$$

Speed of the motor is defined as output and hence the output equation:

$$y = [1 \ 0] x \quad (32)$$

Design calculations according to the proposed method are as follows:

Step 1: Transformation of the system (31) results in the Frobenius form of:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -5.4421 \times 10^5 & -17757 \end{bmatrix} F + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u$$

with the corresponding characteristic polynomial of:

$$\Delta_d(s) = (1+k_2) s^2 + (17757+k_1) s + 5.4421 \times 10^5$$

Step 2: Assign the desired poles of $-5.5 \pm j2$; hence $\Delta_d(s) = s^2 + 11s + 34.25$ is the desired characteristic polynomial

Step 3: Calculate the gain matrix K_d using (22) resulting in $K_d = [0.0044367 \ 26.851]$. At this stage, we can write the equation describing the error dynamic as:

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} -5.4717 & 26698 & 0 \\ -0.00014985 & -5.5283 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} e + \begin{bmatrix} 3.2847 \times 10^{-4} \\ 0.03724 \\ 0 \end{bmatrix} u_c$$

Step 4: Assign the desired characteristic polynomial $\Delta_d(s) = s^3 + 9.5 s^2 + 25.75 s + 40.625$ to achieve the desired poles of $-1.5 \pm j 2$, -6.5 for the PI-servo control.

Step 5: Calculate the gain matrix K_m using (23) resulting in $k_p = -0.00029415$ and $k_i = 0.04086$.

Based-on Ogata's method, one can obtain the gain matrix $K = [-0.0283 \ -29.988]$ for state feedback and $k_i = 3.6925 \times 10^{-6}$ for I-servo control. Note that the same poles as in Step 4 above were assigned. One can observe that the magnitudes of the state-D feedback gains are smaller than those of the proportional gain feedback and the

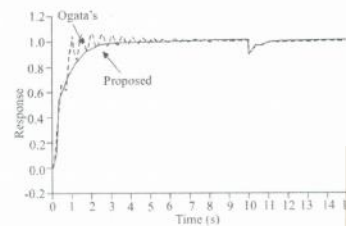


Fig. 5: Time-domain responses of vibration control of a mass-spring-damper system

magnitudes of the PI-servo gains are somewhat larger than the I-gain of Ogata's method. Figure 3 illustrates the simulation results of the motor following a unit-step reference input and an external disturbance of 0.1 units occur at 6 s. The response curves indicate that the proposed method provides a smooth control, whilst Ogata's method renders a tight control with a small overshoot. In terms of rise-time, the response obtained from the proposed method is slower, but it settles in 2.3 s while that obtained from Ogata's method settles in 4 s. In effect, the proposed method provides a fast response to the reference command. Note that both methods provide about the same figures of disturbance recovery time of 2 s.

Example 2: A mechanical system proposed in Ogata (2004b) is now considered. Figure 4 shows the diagram representing this system. The linear model describing the system can be easily obtained as:

$$\begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \ddot{x}_3 \\ \ddot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_1+k_2}{m_1} & -\frac{b}{m_1} & \frac{k_2}{m_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_2}{m_1} & \frac{b}{m_2} & -\frac{k_2}{m_2} & -\frac{b}{m_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{\alpha}{m_2} \end{bmatrix} u \quad (33)$$

The system shown in Fig. 4 can be described by (33), in which the states x_1, x_2 are defined as displacements of the masses m_1 and m_2 , respectively; the input u represents the force f acting on the mass m_2 ; α is the input force magnitude; the constants k_s and b indicate the spring and damper constants, respectively; the displacement x_3 of the mass m_2 is defined as output. The system parameters are as follows: $m_1 = 10$ kg, $m_2 = 20$ kg, $k_1 = 30$ N/m, $k_2 = 60$ N/m, $b = 20$ N-s/m and $\alpha = 10$. Therefore, we obtain (34a, b) as the state and the output equations of the system:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -9 & -2 & 6 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3 & 1 & -3 & -1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0.5 \end{bmatrix} u \quad (34a)$$

$$y = [1000] x \quad (34b)$$

In order to achieve the pole locations at $-10 \pm j2, -15 \pm j2$ for the state-D feedback, the characteristic polynomial $\Delta_d(s) = s^4 + 50s^3 + 933s^2 + 7700s + 23816$ is specified. As a result of applying (22), the gain matrix $K_d = [0.21355 \ -0.90066 \ -0.16241 \ -1.9992]$ is obtained. The design proceeded to describe the error dynamic of the PI-servo control results in (35):

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -9 & -2 & 6 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -2786.3 & -19.667 & -788.67 & -48 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} e + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 13231 \\ 0 \end{bmatrix} u_p \quad (35)$$

$\Delta_d(s) = s^4 + 54.8s^3 + 392.36s^2 + 8198.6s^2 + 29753s + 36040$ is the desired characteristic polynomial to achieve the desired poles at $-2 \pm j, -0.4 \pm j12, -50$ for the PI-servo. By applying (23), we finally obtain:

$$K_{pi} = [-0.40558 \ -0.8124 \ 0.78067 \ -0.0036278 \ 4.5398]$$

i.e., $k_p = 0.40558$ and $k_i = 4.5398$.

Using Ogata's method to achieve the same pole locations as above, one can obtain the proportional gains $K = [6651.9 \ 524.01 \ -494.5 \ 103.6]$ and the I-servo gain $k_i = 12013$. Apparently, both gain sets have much larger magnitudes than those resulted from the proposed method. Figure 5 illustrates the response curves due to a unit-step input and an external disturbance of 0.1 units of magnitude. Noticeably, the proposed method provides very satisfactory responses, which contain neither overshoot nor oscillation. Moreover, the command following response settles in 4 s and the system recovers from the external disturbance in 2 s, whilst those obtained from Ogata's method are highly oscillatory and settle more slowly.

CONCLUSION

This study has presented a new control design method via pole-placement approach for type-0 LTI systems. The proposed method incorporates state-D feedback and PI-servo to achieve disturbance rejection and command following control objectives. Calculations

via the proposed design procedures are very simple and effective. Two numerical examples have demonstrated the advantages of using the proposed method over the classic Ogata's method in that the obtained gains are smaller in magnitude and the closed-loop system responds smoother and faster.

ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the financial supports by the Office of Higher Education Commission, Thailand, under the NRU Project and Suranaree University of Technology (SUT).

REFERENCES

- Abdelaziz, T.H.S. and M. Valasek, 2003. A direct algorithm for pole placement by state-derivative feedback for single-input linear systems. *Act. Polytechnica*, 43(6): 52-60.
- Abdelaziz, T.H.S. and M. Valasek, 2004. Pole-placement for SISO linear systems by state-derivative feedback. *Proc. IEE Control Theor. Appl.*, 151(4): 377-385.
- Abdelaziz, T.H.S. and M. Valasek, 2005a. State derivative feedback by lqr for linear time-invariant systems. *Proceeding of 16th IFAC World Congress*, 16(1), Prague, Czech Republic.
- Abdelaziz, T.H.S. and M. Valasek, 2005b. Direct algorithm for pole placement by state-derivative feedback for multi-input linear systems-nonsingular case. *Kybernetika*, 41(5): 637-660.
- Abdelaziz, T.H.S. and M. Valasek, 2005c. Eigenstructure assignment by proportional-plus-derivative feedback for second-order linear control systems. *Kybernetika*, 41(5): 661-676.
- Abdelaziz, T.H.S., 2007. Pole assignment by state-derivative feedback for single-input linear systems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: J. Syst. Control Eng.*, 221(7): 991-1000.
- Abdelaziz, T.H.S., 2009. Robust pole assignment for linear time-invariant systems using state-derivative feedback. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: J. Syst. Control Eng.*, 223(2): 187-199.
- Abdelaziz, T.H.S., 2010. Optimal control using derivative feedback for linear systems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: J. Syst. Control Eng.*, 224(2): 185-202.
- Araujo, J.M., A.C. Castro and E.T.F. Santos, 2009a. Alocacao de polos em sistemas lineares invariantes no tempo utilizando realimentacao da derivada de estados e a Equacao de lyapunov. *Controle y Automacao*, 20(3): 263-270.
- Cardim, R., M.C.M. Teixeira, E. Assuncao and M.R. Covacic, 2007a. Design of state-derivative feedback controllers using a state feedback control design. *Proceedings of the 3rd IFAC Symposium on System, Structure and Control*, Iguassu Falls, Brazil, pp: 135-141.
- Duan, Y.F., Y.Q. Ni and J.M. Ko, 2005b. State-derivative feedback control of cable vibration using semiactive magnetorheological dampers. *Comput-Aided Civ. Inf.*, 20(6): 431-449.
- Faria, F.A. E. Assuncao, M.C.M. Teixeira, R. Cardim and N.A.P. Da Silva, 2009. Robust state-derivative pole placement LMI-based designs for linear systems. *Inter. J. Control*, 82(1): 1-12.
- Kwak, S.K., G. Washington and R.K. Yedavalli, 2002a. Acceleration feedback-based active and passive vibration control of landing gear components. *J. Aerospace Eng.*, 15(1): 1-9.
- Kwak, S.K., G. Washington and R.K. Yedavalli, 2002b. Acceleration-based vibration control of distributed parameter systems using the reciprocal state-space framework. *J. Sound Vib.*, 251(3): 543-557.
- Lewis, F.L. and V.L. Syrmos, 1991. A geometric theory for derivative feedback. *IEEE Trans. Auto. Contr.*, 36(9): 1111-1116.
- Moreira, M.R., E.I.M. Junior, T.T. Esteves, M.C.M. Teixeira, R. Cardim, E. Assuncao and F.A. Faria, 2010a. Stabilizability and disturbance rejection with state-derivative feed back. *Math. Problems Eng.*, (ID 123751): 12.
- Oberstar, E.L., 2005. DC Motor with Inertia Disk Model Development, Proportional Controller and State Feedback Controller with Full State, Oberstar Consulting, US.
- Ogata, K., 2002a. *Modern Control Engineering*. 4th Edn., Prentice Hall, New York.
- Ogata, K., 2004b. *System Dynamics*. 4th Edn., Prentice Hall, New York.
- Puwani, S., S. Nundrakwang, T. Benjanarasuth, J. Ngamwiwit and N. Komine, 2006. CDM Based Servo State Feedback Controller with Minimum-order Observer for Crane System. *International Symposium on Communications and Information Technologies*, Bangkok, Thailand, October, pp: 194-199.
- Reithmeier, E. and G. Leitmann, 2003b. Robust vibration control of dynamical systems based on the derivative of the state. *Arch. Appl. Mech.*, 72(11-12): 856-864.
- Sujitjorn, S. and W. Wiboonjareon, 2011. State-PID feedback for pole placement of LTI systems. *Math. Problems Eng.*, (ID 929430): 20.



Available online at www.sciencedirect.com

ScienceDirect

Energy Procedia 00 (2017) 000–000

Energy
Procedia
www.elsevier.com/locate/procedia

2017 International Conference on Alternative Energy in Developing Countries and Emerging Economies

Outrush Current Control by Hot Swap Controller for Battery Protection in Electrical Vehicle

Surachai Wongfookeat, Thanatchai Kulworawanichpong*

School of Electrical Engineering Institute of Engineering, Suranaree University, Nakhon Ratchasima, Thailand

Abstract

This paper focuses on problem-solving for large outrush current from DC power supply to capacitive load in an electric vehicle. This outrush current occurs during a pre-charge state of traction battery to cause high spike peak and consequently damage the main switching contact and the battery cell. In this paper the current control to gradually increase the outrush current by hot swap controller was proposed. The responses of the proposed control and the classical control were compared and investigated. With the proposed control technique, the impact of harmful outrush current can be reduced. As a result, the hot swap controller gave satisfactory responses and provided good stability.

© 2017 The Authors. Published by Elsevier Ltd.

Peer-review under responsibility of the Organizing Committee of 2017 AEDCEE.

Keywords: capacitive loads; hot swap; pre-charge; outrush current

1. Introduction

The most critical component of the electric vehicle is a set of traction batteries used for on-board electric motor drives. The need for the traction battery results in increasing both its energy and power rating. In general, the price of a battery is effectively about half of the electric vehicle capital cost. Due to such an expensive traction battery, it is necessary to pay more attention in such a way that the battery efficiency is maximized while any harmful risks

* Corresponding author. Tel.: 0-664-422-4400; fax: 0-664-424-4601.
E-mail address: thanatchai@gmail.com

during its operation are minimized. To extend the life of the battery, limiting its transient current at the start-up can prevent an unexpected damage that might be occurred. In electric vehicle propulsion systems, filtering capacitors are connected to their DC link. Therefore, the outrush current is drawn intrinsically during either making or breaking the main power supply contact. This may result in an electrical arc, which may damage the battery main relay contact.

Consequently, to use the traction battery in the above mentioned circumstance, a pre-charge system may be required to limit the current surge. This surge typically takes several seconds, depending on the system property. An old fashion system used resistors by connecting in series with its load at the beginning to reduce the outrush current and then bypassing the resistors after the outrush current died down.

This paper presents a hot swap control method by using the MOSFET. A controlled current is kept constant by adjusting its voltage at the MOSFET's gate pin. Section 2 explains the classical control design of resistors for the pre-charge system. Our proposed design of the hot swap control is presented in section 3. Section 4 provides the results of the pre-charge and the hot swap controls, and the conclusion is in the last section.

2. Classical control design

The pre-charge control is commonly used in most electric vehicles. The pre-charge circuit diagram can be shown in Fig.1. The resistor is connected in series with the pre relay to bypass the positive relay for limiting the outrush current. Basically, the pre-charge circuit operates as described in the following steps. The system is shutdown, all the relay contacts are switched off. When the system is back to service, the pre relay and the negative relay are both switched on to bridge the pre-charge circuit energizing the load through the pre-charge resistor. If the outrush current is measured or estimated somehow, the positive relay is switched on when the outrush current decreases to an unharmed value. The load is now energized from the battery by two parallel paths. Therefore the pre relay is switched off after a certain delay to terminate the pre-charge state.

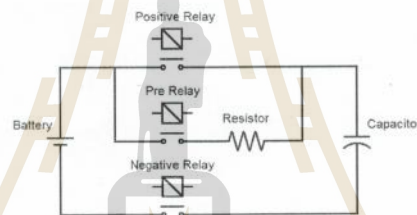


Fig. 1. Pre-charge control circuit

The resistance of the pre-charge resistor is chosen based on the capacity of the capacitive load and the desired pre-charge time [1]. The capacitor voltage (V_c) at time t during the charging period is given as:

$$V_c = V_s \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (1)$$

Where:

V_c is the voltage across the capacitor

V_s is the supply voltage

$\tau = RC$ is the time constant of the RC charging circuit

It notes that the RC charging circuit is exponentially characterized. Therefore, after five-time constants, the capacitor is considered to be fully charged. The resistor in the pre-charging circuit is designed by time constant consideration. For a desired pre-charge time of 550 ms with a total capacitance of 1000 μF and the initial capacitor voltage of 465 V, the pre-charge resistance can be calculated as follows:

$$R = \frac{T}{5C} = \frac{550ms}{5 \times 1,000} = 110 \approx 120\Omega \quad (2)$$

The power dissipated to the pre-charge resistor is:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{465^2}{120} = 1,801.875 \approx 1,800W \quad (3)$$

3. Hot Swap Controller

The hot swap control is proposed in this paper. It can be shown in Fig. 2. The MOSFET is connected in parallel with the positive relay. The operation of the hot swap control is summarized in the following steps. Initially, the system is de-energized, all the relay contactors and MOSFET are switched off. When the system is re-energized, the MOSFET and the negative relay are switched on to limit the outrush current. The MOSFET bypassing circuit as shown in the figure has its function as the pre-charging resistor bridge as mentioned previously.

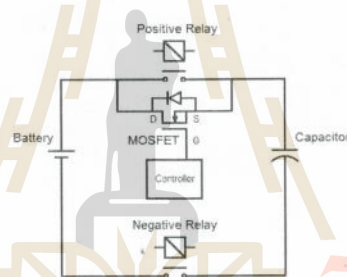


Fig. 2. Hot swap control.

For the linear region, the MOSFET current can be described by [3]:

$$I_D = \frac{K}{2} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (4)$$

$$K = \frac{2}{(V_{GS(on)} - V_{th}) R_{DS(on)} - I_{D(on)} R_{DS(on)}^2} \quad (5)$$

For charging the capacitor with a fixed current, it is determined to be fully charge after spending 5τ . However, the capacitor voltage is just only 99.3% of its floating voltage value. Thus, the charging time can be expressed by (6) and (7) can be formed to solve for V_{GS}

$$t = \frac{0.993 \times V_S \times C}{I_D} \quad (6)$$

$$V_{GS}^2 + (-2V_{GS}V_{th}) + \left(V_{th}^2 - \frac{2I_D}{K}\right) = 0 \quad (7)$$

For the capacitance of $1000 \mu F$ with the initial capacitor voltage of $465 V$, and I_D of $0.178 A$, from data sheet [4], V_{GS} and the charging time can be $5 V$ and $2.59 s$, respectively. Power dissipated in the hot swap circuit can be calculated by (8) while the thermal junction temperature is given in (9).

$$P_D = I_D \times V_{DS} = 0.178 \times 465 = 71.2 W \quad (8)$$

$$T_J = T_{ambient} + (P_D \cdot \theta_{JA}) = 35 + (71.2 \cdot 0.6) = 77.72^\circ C \quad (9)$$

Because this thermal junction temperature is less than the operating range of MOSFET, this verifies that the MOSFET is suitable for limiting this outrush current. The dissipated power as in (10) shall be within the safe operating area (SOA) as described in Fig. 3.

$$SOA_T = SOA_{Jmax} \frac{T_{Jmax} - T}{T_{Jmax} - T_A} = (0.178 \times 465) \frac{150 - 35}{150 - 25} = 65.5 W \quad (10)$$

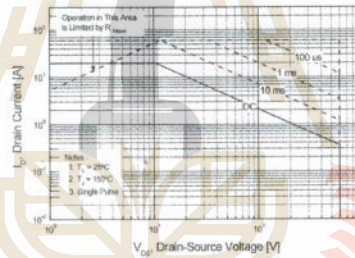


Fig. 3. Safety operating area.

Comparing the result in (10) with Fig. 3 provides the design verification. With this design, the MOSFET can operate safely.

4. Simulation Results

The proposed hot swap method is under the same condition as the pre-charge resistance control. The rated voltage and floating voltages of the battery are $400 V$ and $465 V$, respectively. Fig. 4 illustrates the pre-charge control. In Fig. 4(a), the pre-relay is switched on at $t = 5 s$ and switched off at $t = 7 s$. The outrush current sharply increased to $3.9 A$ for charging the capacitor, and then, reduced to nearly zero. Consecutively, the positive relay was

switched on at $t = 6.5$ s, the outrush current suddenly increased to 24 A. The last figure showed the load current. The Fig. 4(b) showed the voltage across the pre-relay, positive relay and load.

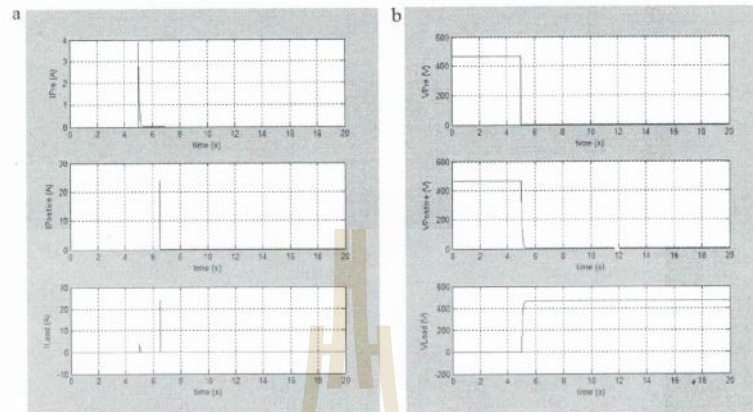


Fig. 4. Pre-charge resistance control (a) Current curves; (b) Voltage curves.

The Fig. 5 was the result of the hot swap control method. In Fig. 5(a), the MOSFET was switched on at $t = 3$ s and switched off at $t = 8$ s, the current was fixed at 0.178 A. Consequently, the positive relay began at $t = 6.5$ s, the current increased to 2.3 mA. After the MOSFET dis-conducted, the current flowing through the relay increased to 4.6 mA. The last figure showed the load current. The Fig. 5(b) showed the voltage across the pre-relay, positive relay and load. The load voltage increased linearly from $t = 3$ s to $t = 4.6$ s as its maximum voltage.

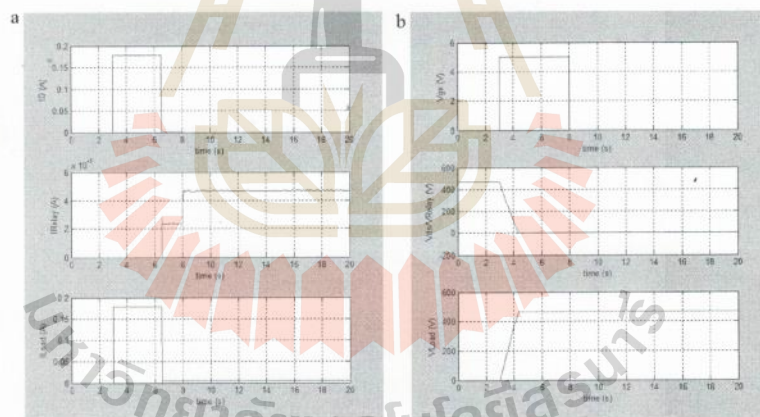


Fig. 5. Hot swap control (a) Current curves; (b) Voltage curves.

5. Conclusion

The hot swap and pre-charge resistance control methods can be achieved to reduce the outrush current. Hot swap controller has advantages over the pre-charge resistance control. The outrush current in the positive relay by using the hot swap control method is smaller than that of the pre-charge resistance control method. The amplitude of the current from the MOSFET is time-dependent. The smaller the current, the longer the time. In the design, the hot swap controller must be in the safe operating area. Remarkably, the control design by using the proposed procedure is very straightforward and efficient.

Acknowledgements

The authors would like to thank the Nakhon Ratchasima Rajabhat University (NRRU) for its financial supports, and the school of electrical engineering institute of engineering, Suranaree University of Technology (SUT) for any kind support.

References

- [1] David A. Battery management systems for large lithium-ion battery packs. Artech house Norwood, MA; 2010.
- [2] Tremblay, O. Dessaint, L.-A. Dekkiche, A.-I. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. IEEE; 2007. p. 284–289
- [3] Mettam GR, Adams LB. How to prepare an electronic version of your article. In: Jones BS, Smith RZ, editors. Introduction to the electronic age. New York: E-Publishing Inc; 1999. p. 281–304
- [4] Fairchild, "N-Channel SuperFET MOSFET," FCP20N60 datasheet, Aug. 2014.
- [5] O'Sullivan M. Understanding hot swap: example of hot swap circuit design process. Analog dialogue; 2008. p. 42–05
- [6] Analog Devices, "Hot swap controller and digital power monitor with soft start pin," ADM1177 datasheet, Feb. 2017.
- [7] Maxim integrated, "Understanding hot swap, and selecting hot swap controller," Appl. Note 2736.
- [8] Texas Instrument, "selecting transistors for hot swap applications," Appl. SLVA379, Dec. 2009.
- [9] Larson D. Selecting N-channel MOSFETs for high-side hot swap control. Pet innovations; Nov. 2010.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ประวัติผู้เขียน

นายสุรัชย์ วงษ์ฟูเกียรติ เกิดเมื่อวันที่ 3 ธันวาคม พ.ศ. 2518 ที่อำเภอปากช่อง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง จากวิทยาลัยเทคนิคนครราชสีมา จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยวงษ์ชวลิตกุล จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2541 เคยเป็นอาจารย์ที่โรงเรียนเทคโนโลยีชนะพลจันทร์ จังหวัดนครราชสีมา สอนในสาขาวิชาช่างไฟฟ้า เมื่อ เคยทำงานที่บริษัทเทอร์ราวิศวกรรม จำกัด(มหาชน) ในตำแหน่งวิศวกรไฟฟ้า ต่อมาได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมเมคคาทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อ พ.ศ. 2550 ปัจจุบันทำงานเป็นอาจารย์สอนที่ มหาวิทยาลัยราชภัฏนครราชสีมา สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ ทั้งนี้มีความสนใจในด้านระบบควบคุม อิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งาน รวมทั้งรถไฟฟ้า

ผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ในขณะศึกษา:

1. PI Servo with State-D Feedback Control for LTI System.
2. PI Servo with State-D Feedback for DC Motor Control with Consideration of Thermal Effect.
3. PI-Servo with State-PD Feedback for DC Motor Position Control.
4. Modeling and Simulation of Switching Transients in Electric Battery Bus Vehicle Charging Using MATLAB/SIMULINK .
5. Outrush Current Control by Hot Swap Controller for Battery Protection in Electrical Vehicle.